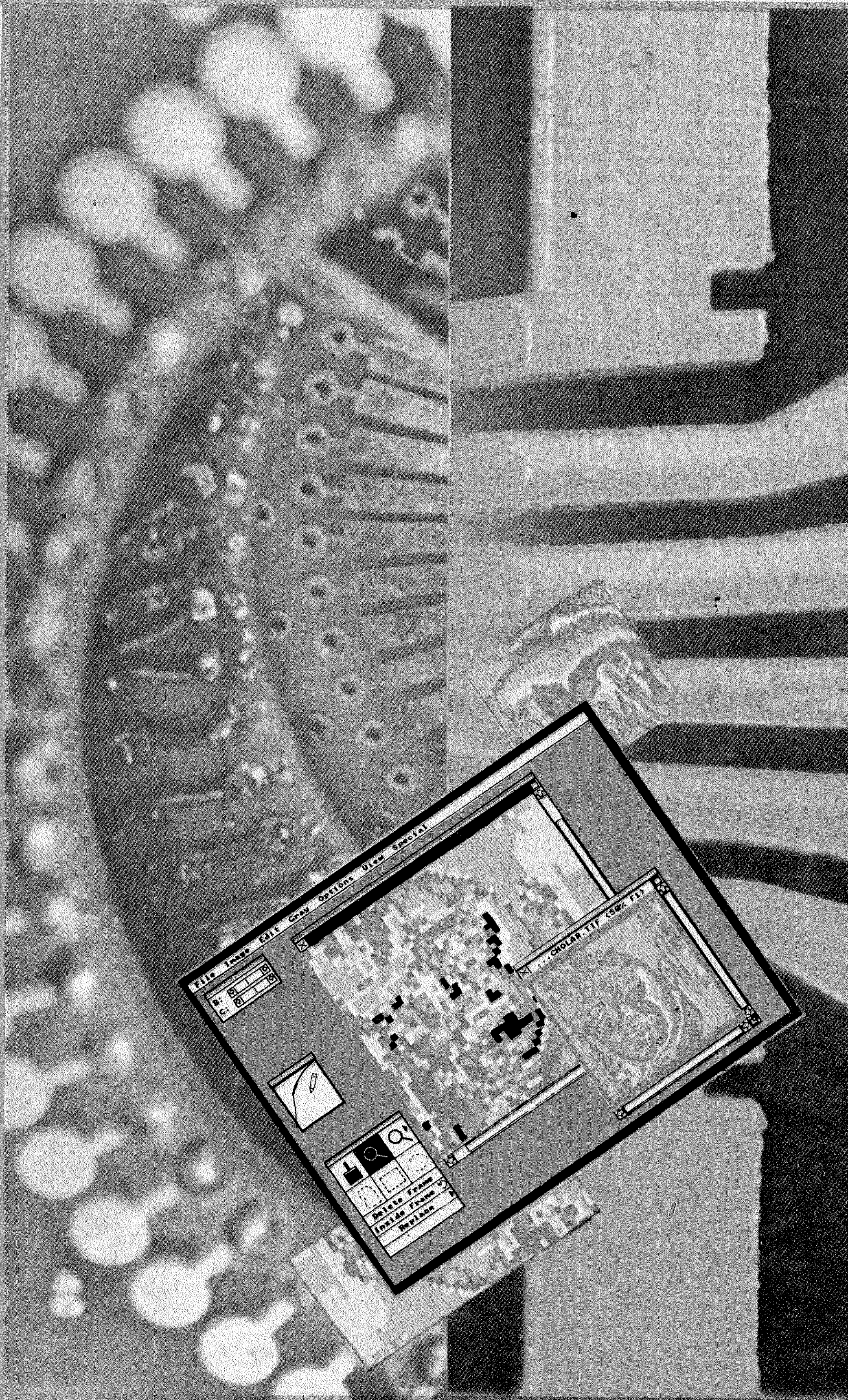
Tehnium

ANUL XXI — NR. 244 **3/1991**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 15 LEI

AMPLIFICATOR CU CÎȘTIG CONTROLAT DIGITAL

Ing. MILIAN OROS

Figura 1 prezintă schema de principiu a unui amplificator stereo cu cîștig controlat digital în 16 pași. În esență este vorba de un amplificator operațional (μA747, LM747) în a cărui buclă de reacție a fost introdusă o rețea serie de rezistențe a cărei valoare este controlată digital prin intermediul unor porți de transfer CMOS de tipul MMC4066.

Rezistența între punctele a, b, respectiv c, d, este determinată de cuvîntul digital de control (ABCD) aplicat celor două circuite MMC4066. Pentru o anumită comandă, una sau mai multe porți de transfer scurtcircuitează una sau mai multe rezistențe din bucla de reacție a amplificatorului operațional. În tabel sînt arătate dependența dintre cuvintele de cod binare și rezistența din bucla de reacție, precum și amplificarea în tensiune a montajului.

FUNCȚIONARE

În momentul pornirii, datorită grupului RC conectat la pinul 11 al numărătorului MMC40193, se selecționează comanda (0001), deci o amplificare Au = 7,7. S-a proiectat acest lucru (trecerea pe o amplificare medie a montajului la pornire), pentru a nu suprasatura amplificatorul de putere din etajul tandem, la pornire. Porțile P1, P2 formează un generator de semnal de tact cu frecvența de aproximativ 0,5 Hz. Acest semnal de tact este aplicat porților P3, P4 care vor comanda modul de numărare (înainte sau înapoi) a impulsurilor de tact de către circuitul MMC40193.

În mod normal, porțile P3, P4 sînt blocate de către potențialul intrărilor 1 pentru poarta P3 și 6 pentru poarta P4.

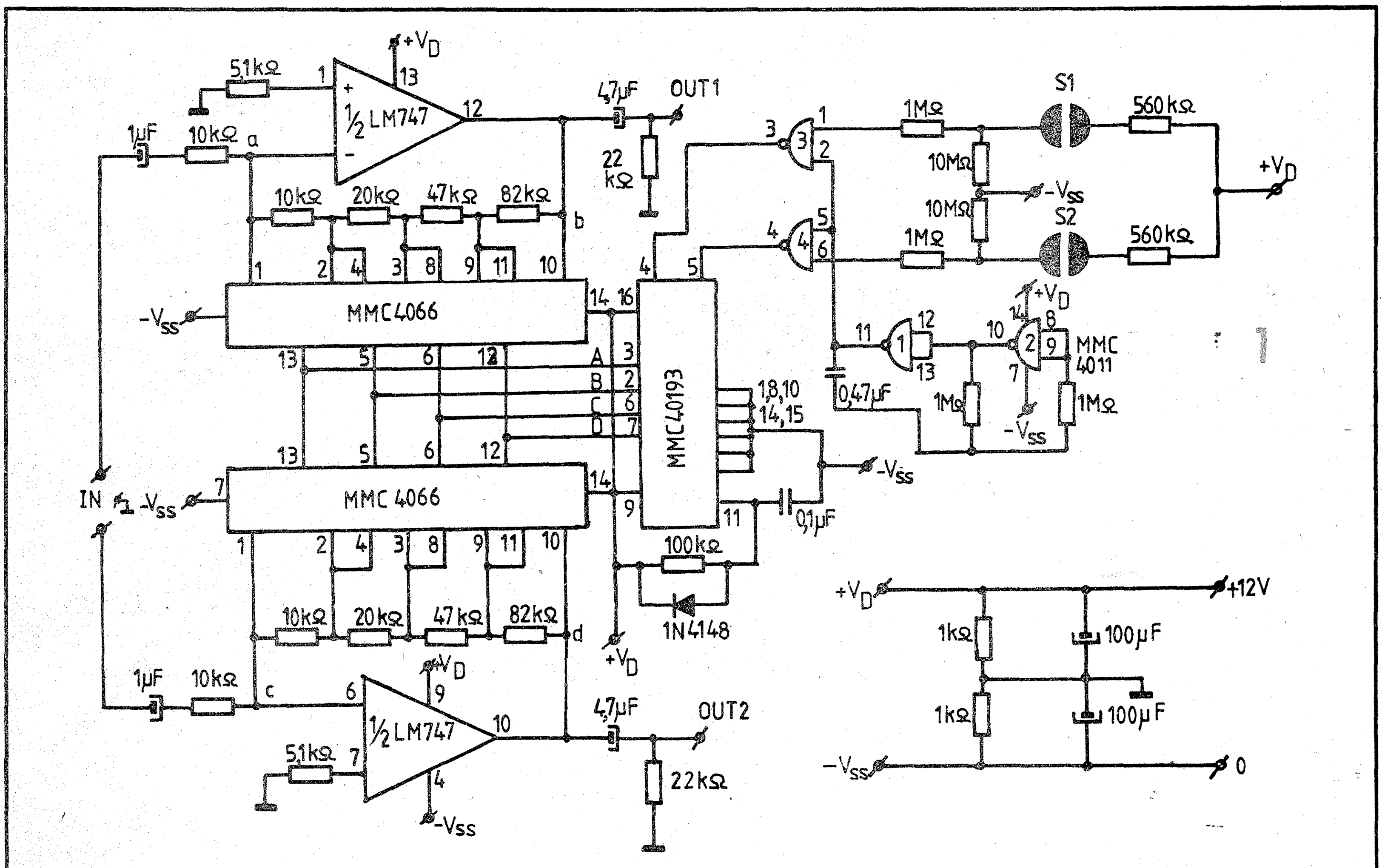
La atingerea cu degetul a senzorului S1, de exemplu, poarta P3 se deschide, iar impulsurile de tact ajung la pinul 4 (clock down) al circuitului numărător. Acest fapt va determina schimbarea comenzii binare și, implicit, schimbarea amplificării (în cazul de față amplificarea se mărește cu unul sau mai mulți pași, în funcție de timpul cît am atins cu degetul senzorul S1).

Pentru a micșora amplificarea se atinge cu degetul senzorul S2. Pentru constructorii amatori care nu posedă circuitul operațional μA747 sau LM747 se indică folosirea a două circuite operaționale de tipul ROB101 sau chiar βA741.

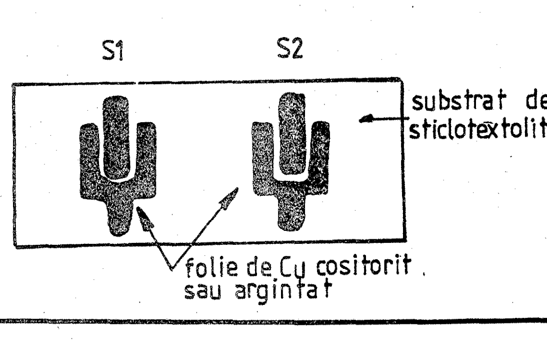
Senzorii se construiesc prin corodarea unei plăcuțe de cablaj imprimat după un desen ca acela din figura 2.

TABEL CU DEPENDENȚA COMANDĂ BINARĂ — REZISTENȚĂ DE REACȚIE — AMPLIFICARE

D	C	B	A	R(kΩ)	Au
0	0	0	0	159	15,9
0	0	0	1	149	14,9
0	0	1	0	139	13,9
0	0	1	1	129	12,9
0	1	0	0	112	11,2
0	1	0	1	102	10,2
0	1	1	0	92	9,2
0	1	1	1	82	8,2
1	0	0	0	77	7,7
1	0	0	1	67	6,7
1	0	1	0	47	4,7
1	0	1	1	37	3,7
1	1	0	0	30	3
1	1	0	1	20	2
1	1	1	0	10	1
1	1	1	1	0	0



1



2

INFO-VERIFICATOR

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Montajul prezentat este deosebit de simplu, dar în același timp foarte util pentru cei care se ocupă de informatică. Cu ajutorul acestui tester se poate controla starea oricărei legături serie de tip RS232, model foarte răspîndit în microinformatică. Acest lucru este necesar pentru că, în ciuda normalizării foarte precise, sînt cazuri cînd legăturile nu funcționează și în lipsa unui voltmetru sau osciloscop testerul permite vizualizarea în cîteva secunde a conexiunilor ce nu funcționează așa cum trebuie.

Schema prezentată în figura 2 este constituită doar din rezistențe și diode electroluminescente (LED-uri). Ea poate fi intercalată în serie în orice legătură de tip RS232 și permite vizualizarea imediată, cu ajutorul LED-urilor, a stării diferitelor linii de interconexiune. Un LED aprins verde indică nivel logic „1", în timp ce unul aprins în roșu nivel logic „0". Dacă LED-urile sînt stinse, aceasta înseamnă fie că nivelul este prea scăzut, fie o absență totală a semnalului. O aprindere intermitentă rapidă a LED-urilor montate pe pinii TD și RD demonstrează trecerea semnalelor în cele două sensuri.

Curentul consumat de către un LED este de 10 mA și este limitat de către rezistența înseriată, acest lucru încadrîndu-se în norma RS232. Montajul funcționează în toate cazurile, excepție făcînd situația cînd legăturile sînt la limita toleranțelor, nivelurile fiind în jurul a 3 V. În aceste condiții, iluminarea LED-urilor este foarte scăzută.

Pentru o utilizare foarte comodă, montajul trebuie dotat cu cîte un conector (cu 25 de picioare), unul mamă și celălalt tată, montate la fiecare extremitate a circuitului imprimat. Astfel intercalarea lui într-o legătură ce se dorește a fi controlată se face în cîteva secunde și fără a fi necesare lipituri suplimentare.

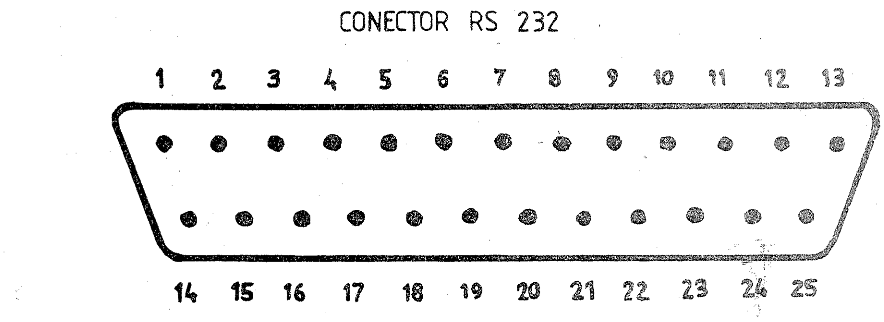
Circuitul imprimat este reprezentat în figura 3. Cele două conectoare (mamă și tată) vor fi interconectate avînd pinii ce au același număr legați între ei ca în figura 2. Funcționarea este imediată, nu ridică nici un fel de probleme și pentru o testare rapidă se poate folosi o sursă stabilizată sau o baterie de 9 V. Singura eroare ce poate fi făcută este montarea inversă a vreunui LED, lucru ce va putea fi constatat de îndată în funcție de aprindere.

În cazul în care o legătură RS232 nu funcționează, se inserează montajul și vom avea o indicație asupra stării semnalelor. Dacă un semnal utilizat de unul din echipamente lipsește (cazul cel mai frecvent) sau nu are nivelul cerut (lucru mai rar, dar posibil în caz de deranjament), acesta este depistat și se va căuta cauza.

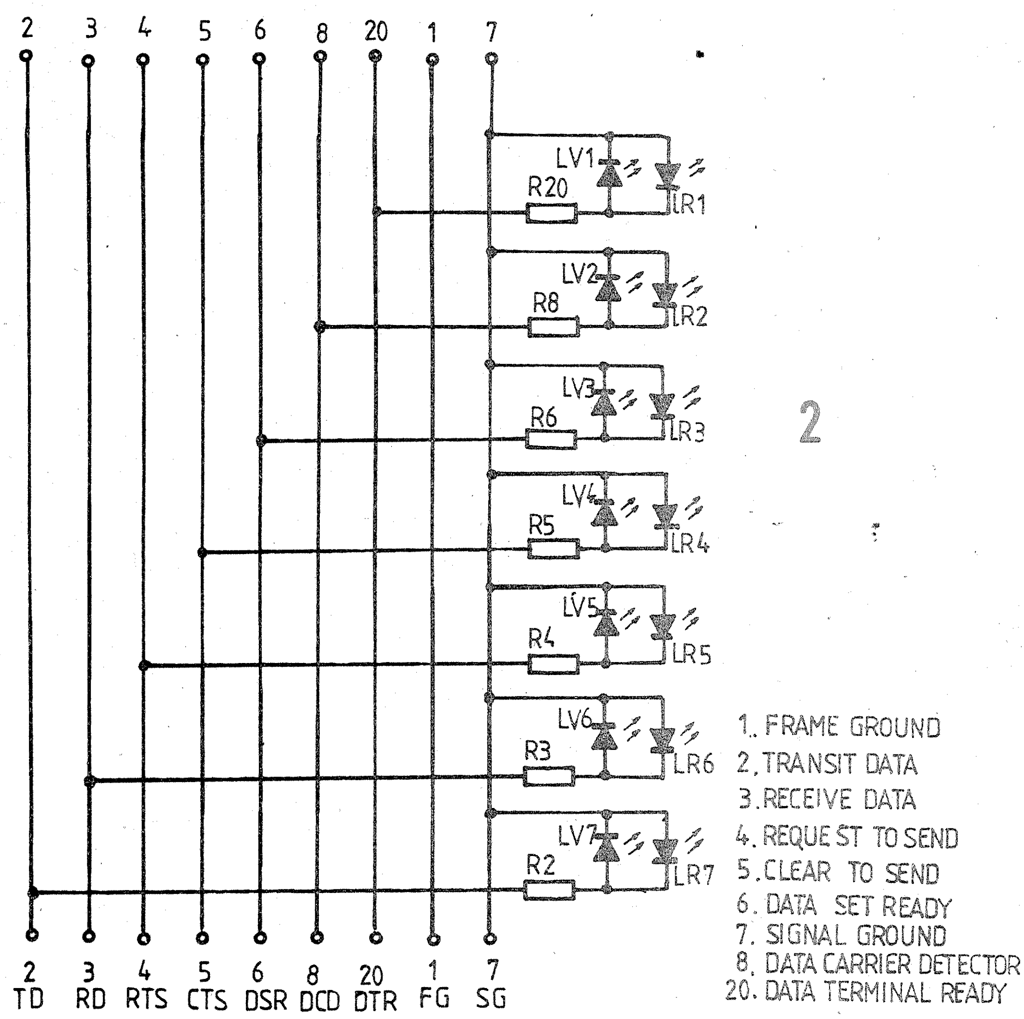
Se întîmplă adesea ca o legătură RS232 conectată corect și cu toate semnalele necesare prezente să nu funcționeze. Motivul este foarte simplu. Pinul TD reprezintă linia de emisie (ieșire) de date, iar RD linia de primire de date, fiind evident faptul că în momentul interconectării a două echipamente ieșirea unuia trebuie să fie legată la intrarea celuilalt și viceversa (pinii 2 și 3). Deci, în cazul în care o astfel de legătură nu funcționează, se inversează conexiunile pinilor 2 cu 3. Există cazuri cînd o astfel de inversare este făcută intern, în cadrul unui echipament. Experimental se poate încerca acest lucru fără riscuri, circuitele de interfață RS232 sînt limitate în curent și protejate, suportă conexiuni de tipul ieșire-ieșire, bineînțeles cu condiția ca situația să nu se mențină un timp îndelungat. Dacă nici după operațiile descrise, echipamentele nu funcționează, este de presupus o pană mai serioasă.

Montajul poate fi introdus într-o cutie de plastic prevăzută cu 14 găuri pentru LED-uri și inscripționată în dreptul fiecărui LED cu simbolul respectiv (FG, SG,... etc.). De o parte și de cealaltă se vor fixa conectoarele mamă, respectiv tată, și apoi se vor lega prin fire pinii la cablaj în punctele notate cu săgeți în figura 3.

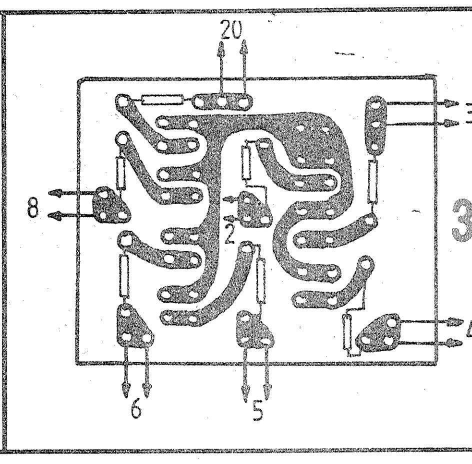
Toate rezistențele vor avea valoarea de 2,2 kΩ, iar LED-urile vor fi obișnuite.



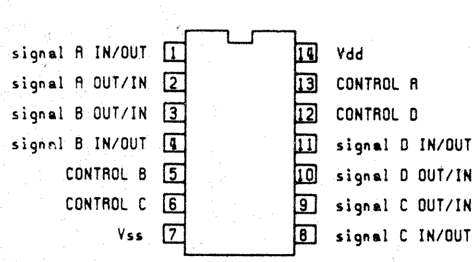
1



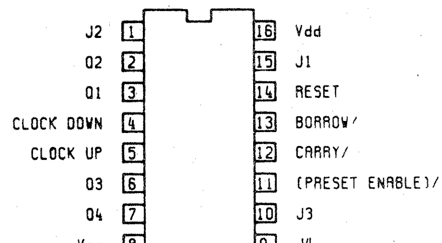
2



3



MMC 4066



MMC 40193

MEDALION LUMINOS

Ideea de a dispune intercalat mai multe becuri sau LED-uri de culori diferite și a le face să se aprindă intermitent, într-o anumită succesiune dorită, este veche. Alăturat vă sugerez doar un nou aranjament, care include 12 LED-uri de două culori diferite (de exemplu 6 roșii și 6 verzi), amplasate astfel încît fiecare grup de culoare să simbolizeze o cruce. De pildă, LED-urile pot fi dispuse intercalat ca în figura 1, cu capsulele introduse presat în niște orificii adecvate (Ø5 mm), practicate în peretele frontal (eventual capacul) al unei cutiuțe ce va găzdui montajul de comandă. Se poate realiza astfel un „medalion" luminos de efect deosebit, care să clipească sub formă de cruce, alternativ în cele două culori.

În acest scop este suficient să improvizăm un circuit basculant astabil cu două tranzistoare și să conectăm în serie LED-urile din fiecare grup de culoare, plasînd apoi grupurile ca sarcină de colector pentru tranzistoarele T1, respectiv T2 (figura 2). Cu mici modificări, care constau în introducerea unor rezistențe auxiliare de sarcină și a unor comutatoare de selecție, putem extinde ușor gama modurilor de funcționare, incluzînd, de pildă, clipirea separată în fiecare culoare. Astfel, în detaliul din figura 3 se arată cum poate fi suprimată clipirea LED-urilor roșii, al căror grup se substituie în acest scop prin rezistența R'1, trecînd comutatorul K1 în poziția 1. Similar se poate proceda și pentru celălalt grup.

O variantă simplă de conectare a LED-urilor este indicată în figura 4, care poate constitui eventual chiar punctul de plecare în realizarea unui cablaj imprimat. LED-urile roșii (1—6) sînt înseriate între extremitățile A și B, iar cele verzi (7—12) între C și D. Pentru simplificarea desenului nu au mai fost precizate terminalele (anod, catod), dar se subînțelege că respectarea schemei de conectare în serie, conform figurii 2, este obligatorie pentru funcționarea corectă a montajului.

Mai mult chiar, este recomandabil să se verifice separat fiecare grup serie de LED-uri, nu numai pentru a ne convinge că toate sînt bune și că au fost corect legate, ci și pentru a măsura aproximativ căderea totală de tensiune pe fiecare grup în parte, la curentul de funcționare dorit. Într-adevăr, se știe că există diferențe semnificative între LED-urile roșii și cele verzi în ceea ce privește căderea de tensiune în direct, pentru aceeași intensitate I de curent. Cu atît mai mult, fiind vorba nu de unul, ci de șase LED-uri înseriate în fiecare grup, este important să cunoaștem aceste căderi totale, pe de o parte, pentru a putea alege corespunzător tensiunea de alimentare, U, iar pe de altă parte, pentru a dimensiona adecvat, acoperitor, rezistențele de limitare R1 și R4.

Exemplu numeric

Am experimentat montajul cu LED-uri de 20 mA, în capsulă cilindrică de plastic (Ø 5 mm), produse de „Microelectronica". Dispunerea terminalelor este indicată în figura 5, piciorușul mai scurt reprezentînd catodul.

Pentru un curent direct I = 20 mA, grupul serie al celor șase LED-uri roșii prezintă o cădere de tensiune de aproximativ U_R = 9,9 V, iar grupul celor șase LED-uri verzi o cădere de cca $U_V \approx$ 14,8 V.

Optînd pentru varianta de alimentare autonomă, am ales tensiunea U (obligatoriu mai mare decît U_V) de 18 V, obținută prin legarea în serie a două baterii miniatură de 9 V, tip 6F22.

Să presupunem că acceptăm curentul maxim prin ambele grupuri de LED-uri de I = 20 mA. Rezultă astfel pentru cele două rezistențe de limitare, R1 și R4, valorile orientative:

$$R_1 \approx (U - U_R)/I \approx 405\ \Omega;$$
$$R_4 \approx (U - U_V)/I \approx 160\ \Omega.$$

Practic am utilizat rezistoare de 0,5 W cu valorile măsurate de cca R1 = 410 Ω și R4 = 160 Ω.

Tranzistoarele T1 și T2, npn, cu siliciu, pot fi din seriile BD (135, 137, 139, 237), 2N2219, 2N1711 etc. În montajul experimentat am folosit o pereche de 2N2219, cu factorii beta apropiați (cca 160).

Condensatoarele C1 și C2 se iau egale, de ordinul zecilor de microfarazi, cu tensiunea de lucru de 25 V sau mai mare (de pildă C1 = C2 = 47 μF/25 V).

În aceste condiții nu mai rămîne decît să se tatoneze valorile rezistențelor R2 și R3 (în principiu egale, de ordinul zecilor de kiloohmi), astfel încît să se obțină frecvența dorită de comutare, preferabil cu semiperioade simetrice. Pentru perceperea distinctă și neobositoare a celor două cruci colorate (care, simultan cu aprinderea succesivă, creează și o senzație de deplasare sus-jos), se va alege o perioadă de clipire de cel puțin 1 s. Practic, cu piesele indicate s-a obținut T ≈ 1 s, cu semiperioade egale, luînd aproximativ R2 = R3 = 30 kΩ.

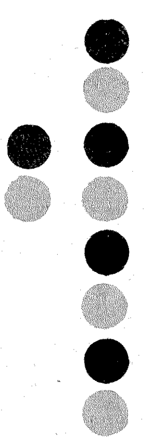
O altă variantă constructivă a medalionului-cruce, de data aceasta cu 2x10 LED-uri, este sugerată în figura 6.

În fine, deși nu constituie o problemă — dată fiind simplitatea extremă a montajului —, figura 7 oferă o posibilă schiță de amplasare a pieselor și cablaj pentru modulul de comandă.

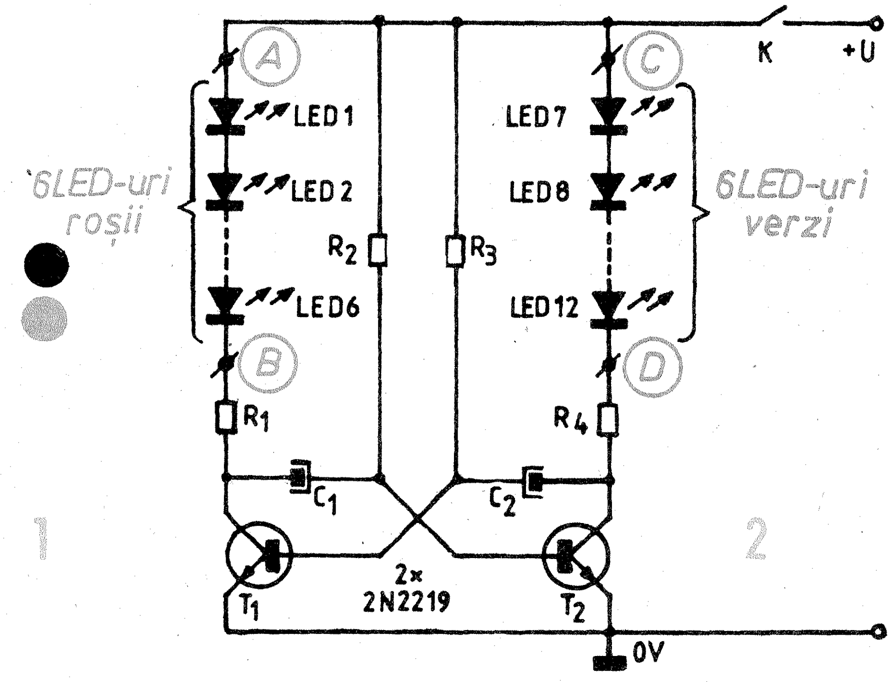
În ceea ce privește realizarea practică, se pot imagina diverse soluții, în funcție de obiectul ales ca suport al medalionului (cutie, casetă ornamentală, cruce, panou de aparat etc.), ca și de varianta de alimentare (baterii sau redresor). Conexiunile se pot face direct între terminalele LED-urilor, cu fire auxiliare, sau utilizînd o plăcuță de cablaj imprimat, după modelul din figura 4. Atenție, însă, în acest caz la alinierea extremităților capsulelor pe înălțime!

Pentru funcționarea îndelungată în locuri fixe, de pildă la baza unei icoane sau candele, în cadrul unor obiecte de mobilier sau de decor, pe panoul unor aparate etc., este de preferat soluția alimentării de la rețea, prin intermediul unui redresor bine filtrat.

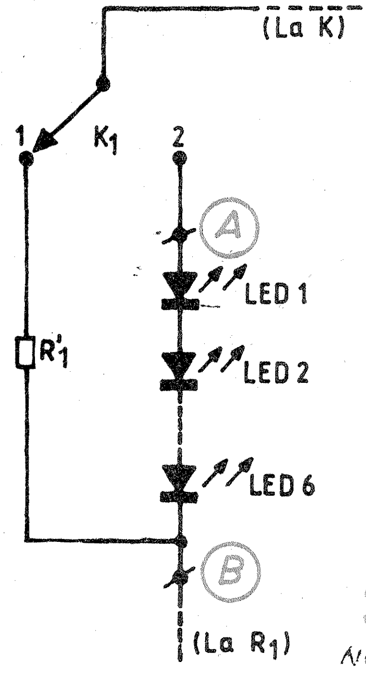
Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU



1



2



3

ABC ● ABC ● ABC

(URMARE DIN NR. 1/1991)

Situația este ilustrată în figura 13. Pentru a obține o precizie satisfăcătoare a determinării, este recomandabil să alegem valori de lucru I1 și I2 cît mai „depărtate" între ele, bineînțeles fără a pune în pericol sursa în cauză.

Metoda poate fi simplificată și mai mult dacă unul din punctele de măsurare se alege tocmai Mo(Io = 0, Uo = E), cînd sursa nu debitează practic curent. Dacă al doilea punct este M(I, U), obținem direct din (61):

$$R_i = \frac{E - U}{I} \qquad (65)$$

deci determinarea lui Ri se rezumă la două măsurători de tensiune și una de intensitate.

Exemplu. Fie din nou sursa noastră o baterie de tip 3R12, căreia i-am măsurat tensiunea „în gol", obținînd aproximativ E = 4,6 V. Pentru a-i solicita un curent I rezonabil, putem conecta la bornele bateriei un bec de lanternă de 3,5-3,8 V/0,3 A. Măsurînd simultan intensitatea I a curentului și tensiunea la borne, U (fig. 14), să zicem că am obținut I ≈ 0,25 A și U ≈ 3,6 V. Rezultă deci din (65)

$$R_i \approx \frac{4{,}6\ V - 3{,}6\ V}{0{,}25\ A} = 4\ \Omega.$$

Cunoașterea rezistenței interne ne permite să „anticipăm" valorile tensiunii la borne pentru alte intensități de curent dorite. De pildă, dacă vom solicita bateriei noastre un curent de numai 0,1 A, vom putea conta aproximativ pe o tensiune la borne

$$U = E - R_i \cdot I \approx$$
$$\approx 4{,}6\ V - 4\ \Omega \cdot 0{,}1\ A = 4{,}2\ V.$$

Înțelegem acum de ce becurile de lanternă prevăzute a funcționa cu baterii de 4,5 V nu au fost dimensionate pentru tensiunea nominală de 4,5 V; chiar dacă valoarea Ri determinată în exemplul de mai sus este puțin exagerată, va exista întotdeauna o rezistență internă (din păcate, crescătoare în timp pentru majoritatea bateriilor uzuale, și atunci cînd ele nu sînt folosite), care va produce o anumită cădere a tensiunii la borne, cu atît mai semnificativă cu cît curentul solicitat este mai mare.

Puterea de disipație

Revenind la rezistența electrică în general, vom aborda în cele ce urmează un aspect practic important, dar trecut adesea cu vederea, fiind presupus bine cunoscut. Anume ne vom referi la **puterea de disipație maximă** a unui rezistor, parametru notat Pd sau Pdmax și cunoscut de la achiziționarea piesei respective (de exemplu 0,5 W; 1 W; 2 W etc.).

Acest parametru ne arată, indirect, care este valoarea maximă a tensiunii continue, Umax, ce poate fi aplicată la bornele unei rezistențe R date, respectiv ce intensitate maximă de curent (continuu), Imax, este permisă fără a pune în pericol integritatea rezistorului respectiv.

Într-adevăr, se știe că dacă aplicăm o tensiune continuă U la bornele unui rezistor, respectiv dacă stabilim prin rezistența R a acestuia un curent continuu de intensitate I, în interiorul rezistorului se va dezvolta o anumită cantitate de căldură, conform efectului Joule. „Viteza" cu care se produce această transformare în timp reprezintă tocmai **puterea electrică**, P, care are una din expresiile echivalente:

$$P = U \cdot I = R \cdot I^2 = U^2/R \qquad (66)$$

Cum este și firesc, această energie calorică are drept efect încălzirea rezistorului respectiv, a cărui suprafață exterioară va căpăta astfel o temperatură mai mare decît a mediului ambiant. Pe baza legilor cunoscute ale răcirii corpurilor, o parte din căldura dezvoltată în rezistor va fi transferată (împrăștiată, disipată) în acest mediu înconjurător, cu o rată/viteză care depinde, în principal, de aria totală a suprafeței corpului și de diferența dintre temperatura suprafeței și cea a mediului ambiant. Evident, dacă ritmul în care se dezvoltă căldura în rezistorul nostru este mai mare decît rata cu care se poate disipa efectiv această căldură în mediul înconjurător (în condițiile date), efectul îl va constitui supraîncălzirea rezistorului, mergînd pînă la pericolul extrem de distrugere a sa prin ardere, întreruperea continuității etc.

Parametrul de catalog Pdmax evaluează tocmai această rată maximă posibilă (admisibilă) a transferului caloric între corpul rezistorului și mediul ambiant. Cunoscînd valorile R și Pdmax, putem determina ușor, pe baza relațiilor (66), valorile maxime admisibile pentru tensiune și intensitatea curentului, Umax, respectiv Imax:

$$U_{max} = \sqrt{R \cdot P_{dmax}} \qquad (67)$$

$$I_{max} = \sqrt{P_{dmax}/R} \qquad (68)$$

În aceste relații, U și Umax se exprimă în volți, R în ohmi, I și Imax în amperi, iar P și Pdmax în wați.

Exemplul 1. Avem un rezistor de 100 Ω/0,5 W și vrem să determinăm tensiunea maximă Umax (continuă) ce i se poate aplica la borne fără pericol de distrugere, în condiții uzuale de temperatură ambiantă.

$$U_{max} = \sqrt{100\ \Omega \cdot 0{,}5\ W} \approx 7{,}07\ V$$

O măsură înțeleaptă de precauție este să reducem cu cel puțin 10—25% valoarea astfel rezultată (Umax≈5,5—6,5 V), iar dacă pentru problema practică în cauză valoarea obținută nu ne satisface, vom alege un rezistor cu puterea de disipație maximă mai mare.

Exemplul 2. Avem un potențiometru liniar de 100 Ω/0,5 W, pe care îl utilizăm ca rezistență variabilă între zero și valoarea totală R=100 Ω. Ne interesează care este intensitatea maximă de curent ce i-o putem aplica, fără a-i pune în pericol integritatea (pentru a dimensiona corespunzător rezistența adițională de limitare, în funcție de tensiunea utilizată).

Din (68) deducem:

$$I_{max} = \sqrt{0{,}5\ W/100\ \Omega} \approx 0{,}07\ A = 70\ mA$$

Vom lua și de această dată, firește, o anumită marjă de siguranță.

UTIL

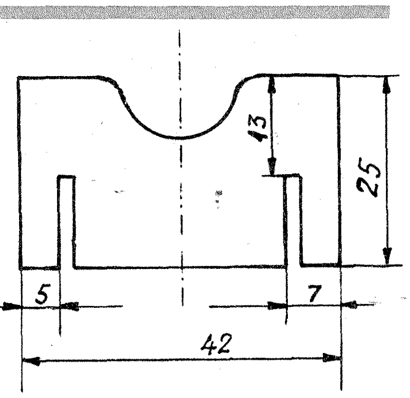
Achiziționînd de ocazie un letcon de fabricație străină, am avut plăcuta surpriză să descopăr în caseta atrăgătoare a acestuia, alături de vîrful de rezervă, prospectul și bucata de fludor (atît de necesar pentru probe sau utilizare imediată) și o plăcuță din aluminiu de cca 0,8—1 mm grosime, cu forma și dimensiunile orientative din figură.

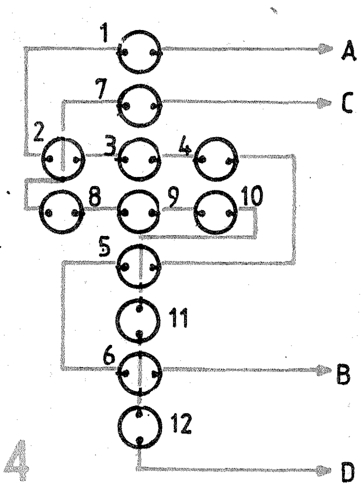
Ați ghicit, probabil, ca și mine, că este vorba despre un extrem de simplu și ingenios suport care să permită distanțarea corpului cald al letconului față de masa de lucru și obiectele aflate pe ea.

Singura „contribuție" ce se cere din partea utilizatorului este de a îndoi la cca 30—45° cele trei aripioare rezultate prin crestarea indicată a bazei, anume într-o parte aripioara centrală și în partea opusă celelalte două.

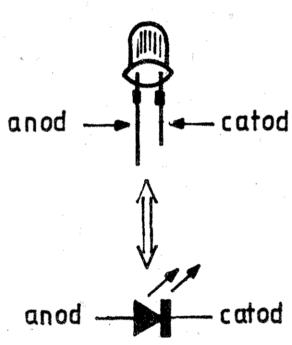
Decupajul semicircular din partea superioară are curbura adaptată la diametrul letconului. O rozetă (un inel, disc, colier etc.) ce se află prevăzută prin construcție pe mîner — sau se montează ulterior, ad-hoc — împiedică alunecarea supărătoare a letconului în timpul manevrărilor repetate.

O sugestie utilă, așadar, pentru constructorii amatori, mai ales că realizarea practică a suportului nu ridică nici un fel de probleme.

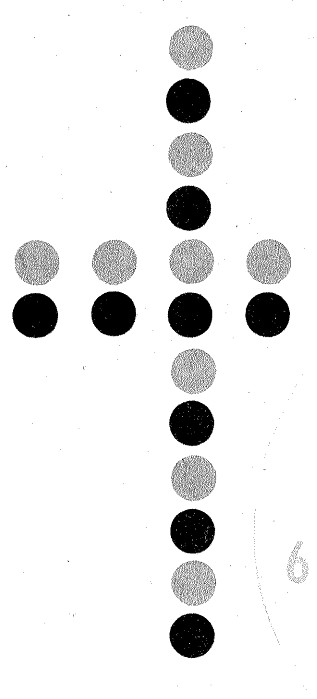




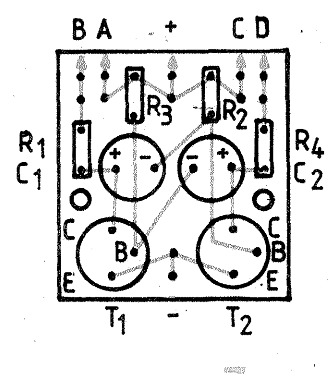
4



5



6



7

SINTETIZOR DE FRECVENȚĂ

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Comanda oscilatorului se obține de la **detectorul de fază** DØ1 realizat cu circuitul CI-31 (MMC4013), poarta 3 din circuitul CI-30 și diodele D40-D41. Modul de funcționare a acestui circuit se poate urmări în figura 7 pentru cazul în care frecvența oscilatorului comandat în tensiune este mai mare decît frecvența de referință. Situația de inversare a inegalității este explicată pe figura 7. În cazul în care cele două frecvențe sînt egale, iar fazele coincid, ieșirea rămîne neschimbată. Frecvența de referință de 100 Hz provine de la baza de timp și se aplică pe pinul 11 al circuitului CI-31. Frecvența VCO1 se divizează corespunzător și se aplică pe pinul 3.

Filtrul trece-jos FTJ1 are în componența sa elementele: R105, R106, R107, C67 și C68. Preluarea semnalului de control rezultat din filtrare se realizează prin rezistența R104, comandîndu-se capacitatea diodelor varicap în sensul creșterii sau descreșterii frecvenței oscilatorului OCT-1.

Bucla PLL3 are ca referință frecvența generată de VCO1, dar divizată cu 100 (Q1). Divizorul Q1 este realizat cu circuitul integrat CI-28 (MMC4518) care conține două numărătoare decadice.

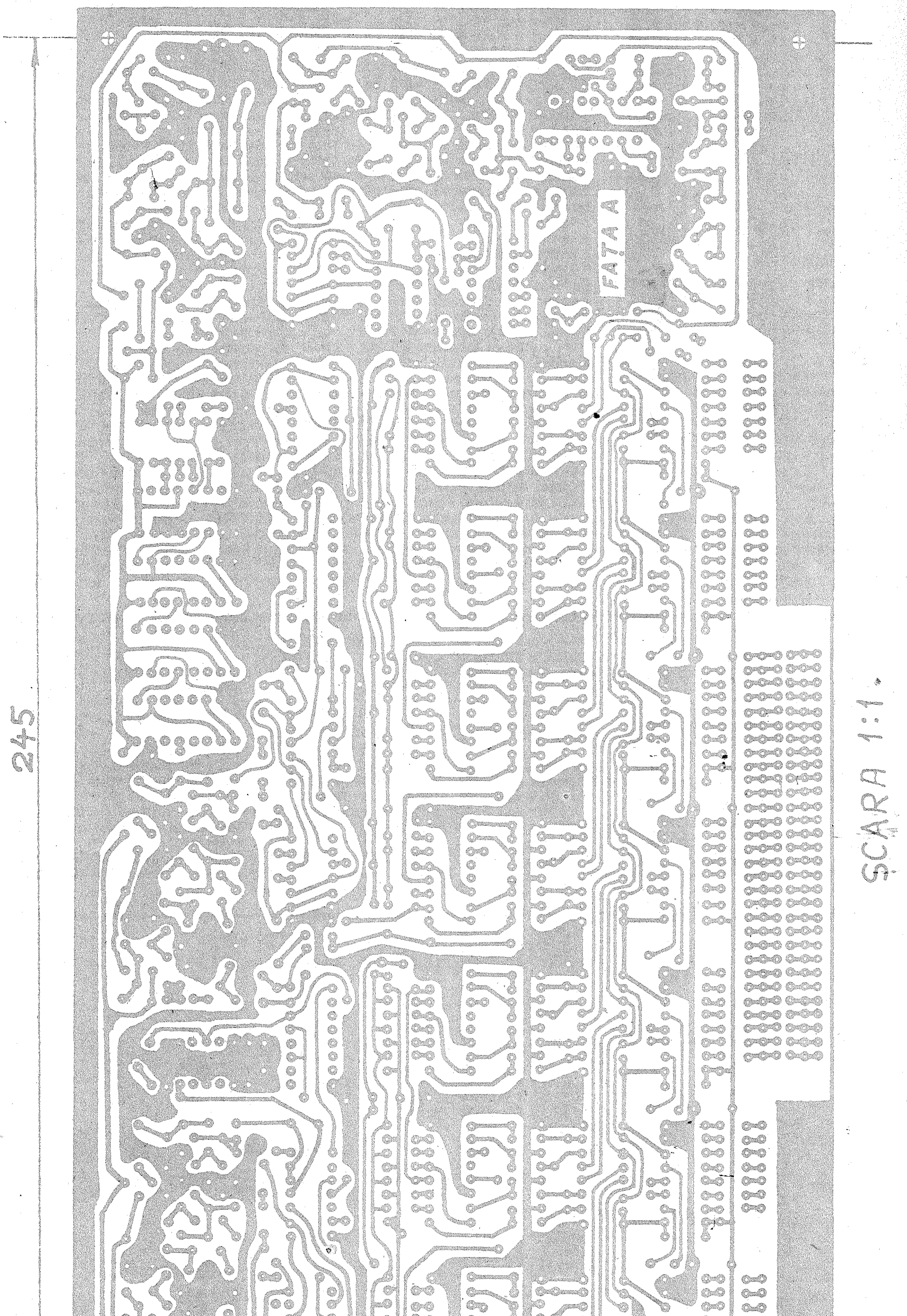
În compunerea buclei PLL3 intră detectorul de fază DØ3 (CI-36 = MMC4013), mixerul M3 (CI-38 = TAA661), filtrul trece-bandă FTB3 (L6C93), filtrul trece-jos FTJ3 (R123, R124, R126, C80, C81) și oscilatorul comandat în tensiune VCO3 (T10). Detectorul de fază este identic cu cel conținut de bucla PLL1, filtrul trece-jos are aceeași configurație cu FTJ1 și oscilatorul comandat în tensiune utilizează o schemă similară cu VCO1. Totuși apar mici diferențe în privința valorilor componentelor adiacente.

Inductanța L5 se realizează pe un miez similar cu cel al lui L3. Conține 25 de spire din CuEm, Ø=0,15...0,22 mm, cu priză la spira 6. Domeniul de frecvență acoperit se situează în limitele 9,97...9,960001 MHz.

Inductanța L6 împreună cu capacitatea C93 rezonează pe 35 kHz (FTB3). Utilizînd o capacitate de 2,2 nF și un miez tip oală, cu inductanța specifică AL=400, rezultă un număr de 460 de spire din CuEm Ø=0,12...0,18 mm.

Bucla PLL2 furnizează un semnal în gama 6,07... 9,06 MHz și își modifică frecvența cu pași de 10 kHz. Se compune din detectorul de fază DØ 2 (CI-34), divizorul D2 (CI-25, CI-26, CI-27, CI-32, CI-33), filtrul trece-jos (R119, R120, R118, C77, C78), un divizor cu 2 (CI-35), oscilatorul comandat în tensiune VCO3 (T7) și un șir de diode (D24...D35), care împreună cu cele două porți SAU-NU, aparținînd circuitului integrat CI-33, decodifică starea inițială de începere a unui ciclu de numărare-divizare programabilă. Divizorul are o configurație similară cu cea a lui D1, numai că limitele de divizare sînt altele. Comanda se preia de la programator (CI-10...CI-12) prin intermediul grupurilor RC (R83...R94, C42...C53) de filtrare și eliminare a semnalelor parazite. Comanda de încărcare a informației conținute de programator și începere a unui nou ciclu se preia de la ieșirea 1 a numărătorului-decodificator CI-32 (MMC4017).

Oscilatorul comandant în tensiune VCO2 conține inductanța L4, care se confecționează pe un miez oala ca și L3 și L5. Conține 28 de spire



8

din CuEm Ø=0,15...0,22 mm, cu priză la spira 9. Micșorarea influenței tensiunii de alimentare asupra oscilatorului se face printr-o stabilizare locală cu tranzistorul T9. Tot pentru mărirea stabilității frecvenței s-a introdus etajul separator realizat cu tranzistorul T8.

Semnalul de referință necesar **buclei PLL4** se obține în urma mixării (M) a celor două frecvențe generate de VCO2 și VCO3. Mixerul M(CI-39) utilizează un circuit integrat TAA661. Semnalul rezultat este preluat de filtrul trece-jos FTJ prin intermediul unui repetor (T13). În compunerea filtrului intră elementele: L7, L8, L9, C108... C113. Caracteristica de bandă a acestui filtru se dă în figura 10. Inductanța L7 conține 14 spire din CuEm Ø=0,12...0,18 mm, bobinate pe un miez similar celor utilizate de inductanțele L4—L5. Bobinele L8 și L9 conțin cîte 12 spire, respectiv 11 spire din aceeași sîrmă și utilizînd aceleași tipuri de miezuri ca L7.

Bucla PLL4 generează semnalul propriu-zis al sintetizorului. Pentru a avea un cîștig maxim se utilizează mixerul M4. În acest etaj se amestecă frecvența generată de VCO4 cu armonica a 8-a (85,6 MHz) a oscilatorului XO4. Această parte a sintetizorului se realizează pe o placă separată de circuit imprimat. Pentru a nu ajunge la cifre exagerate privind indicii componentelor, s-a reluat numărătoarea de la 1 la n. Astfel, oscilatorul cu cuarț XO4 conține tranzistorul T1 (BF180), urmînd două etaje amplificatoare separatoare realizate cu T2 (BF256) și T3 (BF180). Stabilizarea tensiunii de alimentare a oscilatorului o realizează T4.

Bobina L1 este identică cu inductanța L1 de pe placa 1. L2, L3 și L4 se realizează pe miezuri drepte (Ø = 3...5 mm) și conțin cîte 6 spire din CuEm, Ø = 0,35...0,45 mm, bobinate într-un singur strat.

Generatorul VCO4 conține oscilatorul propriu-zis realizat cu tranzistorul T9, stabilizatorul T8 și separatoarele T10 și T11.

Inductanța L7 se realizează pe același tip de miez ca și L2...L4. Conține 8 spire din aceeași sîrmă de CuEm. Priza se ia de la spira 4 începînd de la masă.

Mixerul M4 (CI-1 = ROB796) furnizează la ieșire diferența f(X04) — f(VCO4), care este amplificată prin două etaje realizate cu circuite ROB733 (CI-2 și CI-3) și formatată prin intermediul a două porți din capsula CDB400 (CI-4). Divizorul prescalar D4 face posibilă prelucrarea ulterioară a semnalului în detectorul de fază DØ4 (CI-6). D4 conține un divizor cu 2 (1/2 CDB400), urmat de unul cu 5 din capsula CDB490 (CI-5).

Semnalul furnizat de VCO4 este filtrat cu ajutorul unui filtru trece-jos cu frecvența de tăiere de aproximativ 80 MHz (conține inductanțele L8 L9 și L10).

Bobinele L5-L6, L8, L9 și L10 se realizează pe toruri de ferită cu diametrul mediu de 4...7 mm și care lucrează bine în domeniul 1...30 MHz, respectiv 30...80 MHz. L5 conține 2x8 spire, iar L6 are 2x2 spire. Sîrma utilizată este din CuEm + mătase de 0,25 mm diametru. L8, L9 și L10 conțin cîte 10 spire pentru AL = 9.

Asamblarea sintetizorului se realizează pe două plăci de circuit imprimat, fiecare conținînd cîte o parte a schemei din figura 7.

Placa principală (PLACA 1) este realizată dintr-o bucată de sticlotextolit dublu placat avînd dimensiunile 255x137,5 mm. Traseele feței A (opusă celei cu componentele) se dau în figura 8, iar pentru fața B în figura 9. Figura 10 conține desenul de asamblare a componentelor. Dintr-o eroare inițială de proiectare (se mai întîmplă), pe circuitul imprimat nu a fost prevăzut circuitul integrat CI-24. Introducerea acestuia ar însemna modificarea pozițiilor unui număr mare de componente și trasee, plus stricarea simetriei cablajului. De aceea s-a preferat montarea acestuia deasupra lui CI-23, cîțiva pini avînd aceeași destinație, iar restul legăturilor efectuîndu-se cu fir subțire.

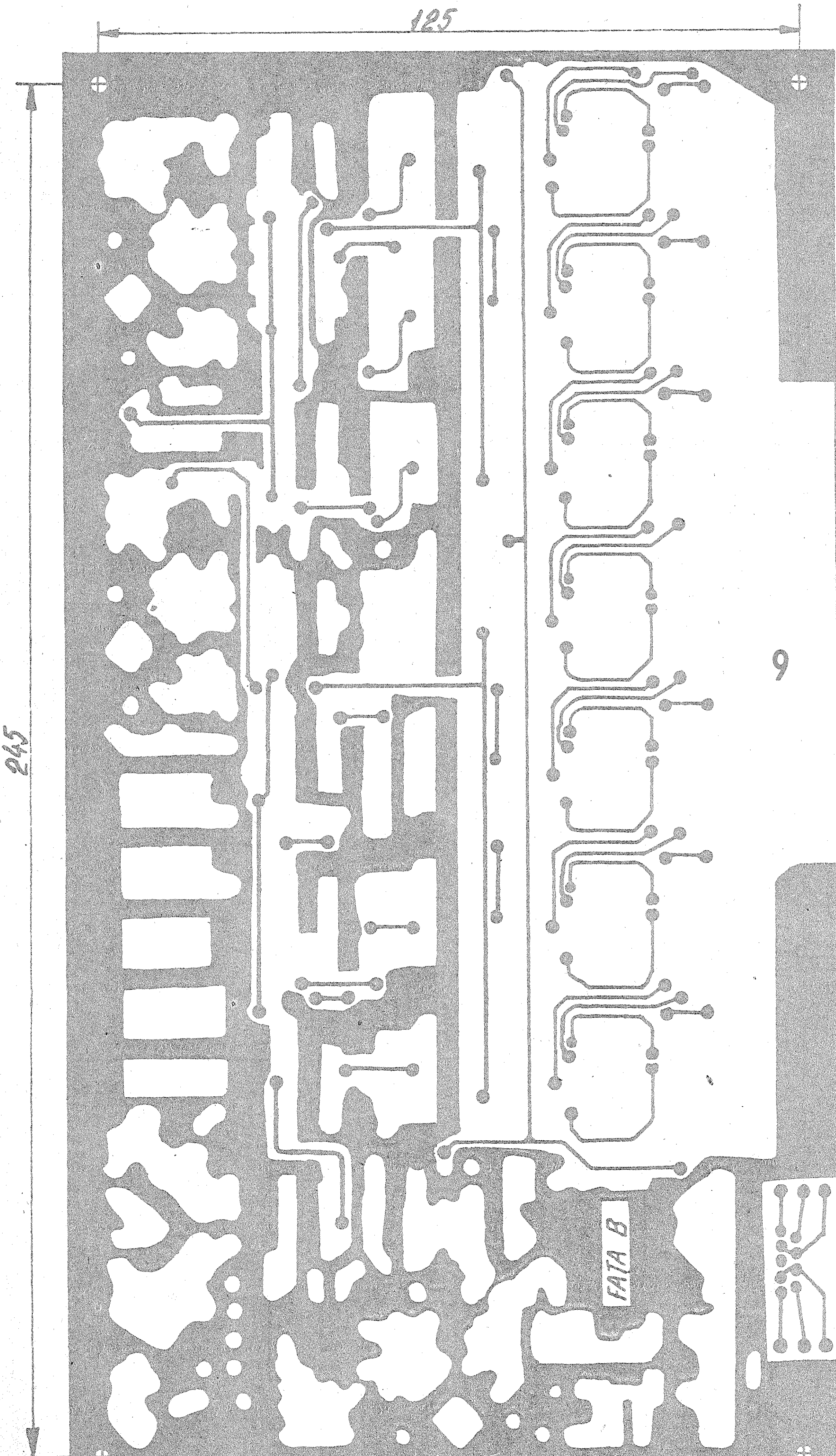
Placa 2 necesită o atenție sporită datorită frecvențelor ridicate. Traseele feței A (opusă celei cu componentele) se dau în figura 11, iar pentru fața B în figura 12. Figura 13 conține desenul de asamblare a componentelor. Placa de circuit dublu placat are dimensiunile 200x55 mm.

După plantarea componentelor se verifică cu atenție circuitele în vederea eliminării eventualelor scurtcircuite sau erori de asamblare.

Ordinea de testare și punere în funcțiune este următoarea:

— baza de timp (BT);
— programatorul;
— bucla PLL1;
— bucla PLL3;
— bucla PLL2;
— mixerul M și filtrul trece-jos FTJ;
— X04 și etajele aferente;
— bucla PLL4.

În timpul testării unuia dintre etaje, celelalte rămîn nealimentate. Abia după ce totul este „pus în parametri" se începe interconectarea blocurilor, în ordinea enumerată mai sus.



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

CASETOFON STEREOFONIC HI-FI

Ing. BARBU POPESCU

Casetofonul stereofonic, a cărui construcție este prezentată în cele ce urmează, reprezintă modernizarea montajului publicat în revista „Tehnium" nr. 3/1987 și a fost realizat folosind caseta, sistemul mecanic de antrenare, blocul de alimentare, generatorul de ștergere și premagnetizare de la casetofonul deck EM 2001.

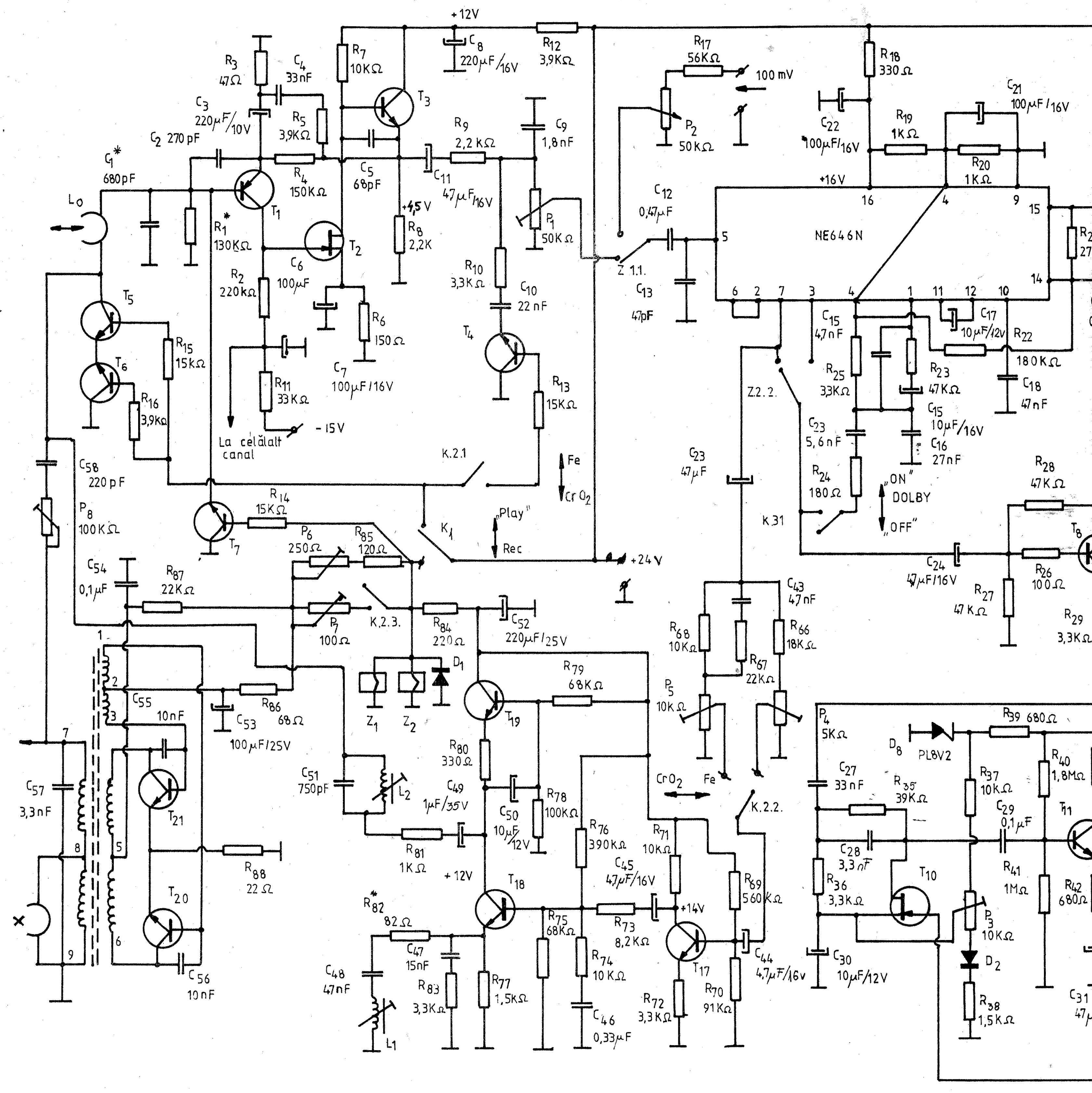
Caracteristici tehnice

viteza de deplasare a benzii: 4,76 cm/s;
banda de frecvență: 30 (—3 dB) — 15 000 Hz (—3 dB) Fe_2O_3; 30 (—3 dB) — 16 000 Hz (—3 dB) CrO_2;
raportul semnal/zgomot: ≥56 dB A — Fe_2O_3; ≥58 dB A — CrO_2;
îmbunătățirea raportului semnal/zgomot cu sistemul „Dolby B": 8 dB A;
îmbunătățirea raportului semnal/zgomot cu filtrul dinamic: 8 dB A;
tensiunea de intrare: 100 mV/100 kΩ;
tensiunea de ieșire: 460 mV/4,7 kΩ.

Schema electrică este prezentată în figura 1.

Semnalul de audiofrecvență preluat de la capul magnetic este amplificat de preamplificatorul-corector realizat cu tranzistoarele T1-T3 de la nivelul de cca 0,2 mV pînă la cei cca 28 mV necesari la intrarea circuitului integrat Dolby de tip NE646N.

În scopul îmbunătățirii performanțelor (mărirea raportului semnal/zgomot, micșorarea distorsiunilor), capul magnetic este conectat direct, fără condensator de cuplaj, în circuitul de bază al tranzistorului T1; de asemenea, comu-



tarea înregistrare-redare a capului magnetic se face cu ajutorul comutatorului electronic, realizat cu tranzistoarele T5, T6, T7.

Conectarea directă a capului magnetic impune folosirea unei surse de alimentare suplimentare de —15 V.

În scopul realizării în etajul de intrare a unei amplificări ridicate cu zgomot propriu minim și distorsiuni reduse, acesta prezintă următoarele particularități:

— Tranzistorul T1 este plasat în regiunea de zgomot minim (U_{CE} = 1 V, I_{CT1} ≃ 40 μA).

— Al doilea etaj de amplificare este realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp; datorită impedanței mari de intrare se evită șuntarea rezistenței de sarcină (R2) a etajului de intrare de către impedanța de intrare a etajului următor.

— Valoarea redusă a rezistenței R3 contribuie la micșorarea zgomotului propriu al etajului de intrare (tensiunea de zgomot introdusă de R3 este proporțională cu rădăcina pătrată a valorii sale).

— Condensatorul C5 și grupul R9, C9 limitează superior banda audio.

Punctele statice de funcționare sînt stabilizate datorită reacției negative în curent continuu realizată cu R4.

Corecția în frecvență a semnalului audio preluat de la capul magnetic este realizată cu ajutorul circuitului oscilant LoC1 și al buclei de reacție negativă C3R3R4C4R5 astfel:

a) În domeniul frecvențelor înalte, de circuitul LoC1 acordat pe frecvența superioară a benzii audio (16 000 Hz); factorul de calitate și implicit ridicarea caracteristicii de frecvență depind și de valoarea rezistenței de amortizare R1*.

b) În domeniul frecvențelor medii, de circuitul R9C4 cu constanta de timp de:

$\tau 1$ = R9 C4 = 128, 7 μs

c) În domeniul frecvențelor joase, de circuitul R4C4 cu constanta de timp:

$\tau 2$ = R4 C4 = 3 300 μs.

Circuitul R10—C10 cu constanta de timp de 70 μs este conectat în circuit, în cazul folosirii benzilor CrO_2, cu ajutorul comutatorului electronic realizat cu tranzistorul T4.

Prin intermediul potențiometrului semireglabil P1 și al grupului de contacte Z1.1 al releului Z1 (prezentat în poziția redare), semnalul audio este aplicat circuitului integrat Dolby B de tip NE646N, care amplifică semnalul de intrare (cca 28 mV) pînă la valoarea de 580 mV și asigură simultan prelucrarea (compresia și expandarea) semnalului audio corespunzător regimurilor de înregistrare-redare.

Schema folosită este o schemă tipică de aplicație a circuitului NE646N și nu prezintă particularități deosebite; în scopul obținerii unei funcționări corecte se impune folosirea unor componente pasive de calitate cu toleranța de maximum ±5%.

În scopul simplificării montajului s-a evitat folosirea filtrelor MPX care se conectează între terminalele 6 și 2 ale circuitului integrat.

Comutarea înregistrare-redare se realizează cu ajutorul grupului de contacte Z2.1 ale releului Z2.

Comutatorul K3.1 servește la conectarea-deconectarea filtrului Dolby; el este fostul comutator „Metal ON-OFF" folosit la casetofonul EM 2001.

Tensiunea de audiofrecvență este aplicată prin intermediul condensatorului C24 filtrului dinamic de zgomot, realizat cu tranzistoarele T8-T13 și piesele aferente.

Filtrul dinamic de zgomot reprezintă un circuit Dolby al cărui prag de acționare a fost coborît de la nivelul de —20 dB la —35÷40 dB prin modificarea valorii componentelor C34, R51.

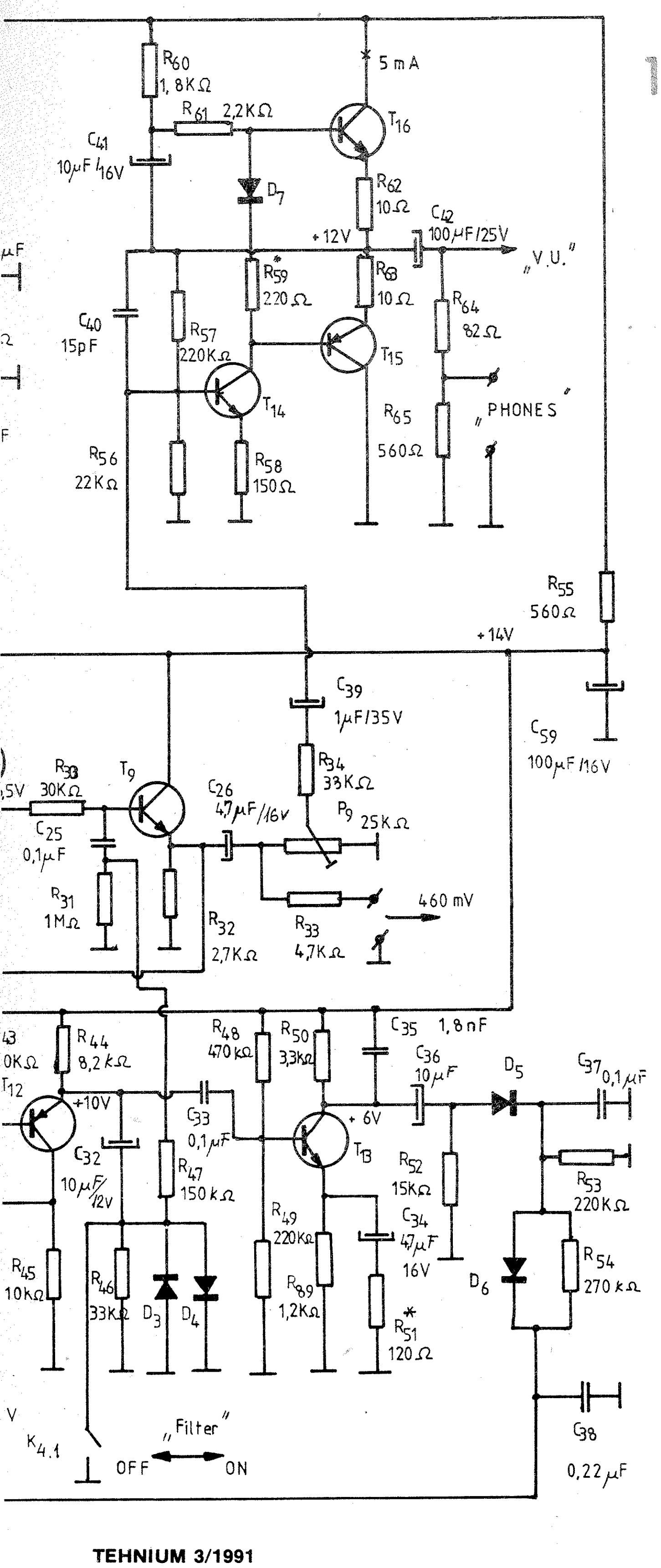
Dacă semnalul audio are un nivel ridicat, el trece prin etajul tampon realizat cu tranzistoarele T8—T9 neprelucrat; dacă semnalul scade sub nivelul de —35÷40 dB (în pauză sau la niveluri reduse), semnalul de frecvență medie și înaltă este selectat de grupul C27—R36, apoi este amplificat și defazat cu 180° de etajul realizat cu tranzistoarele T11 și T12 și aplicat în circuitul de bază al tranzistorului T9 prin intermediul rezistenței R47, unde are loc suma algebrică a celor două semnale audio, în urma căreia se obține reducerea zgomotului de fond.

Modificînd poziția cursorului semireglabilului P3, începînd cu capătul conectat la dioda D2, se obține eliminarea zgomotului de fond; de asemenea, uneori poate apărea necesară modificarea valorii rezistenței R51*, tot în scopul micșorării zgomotului de fond.

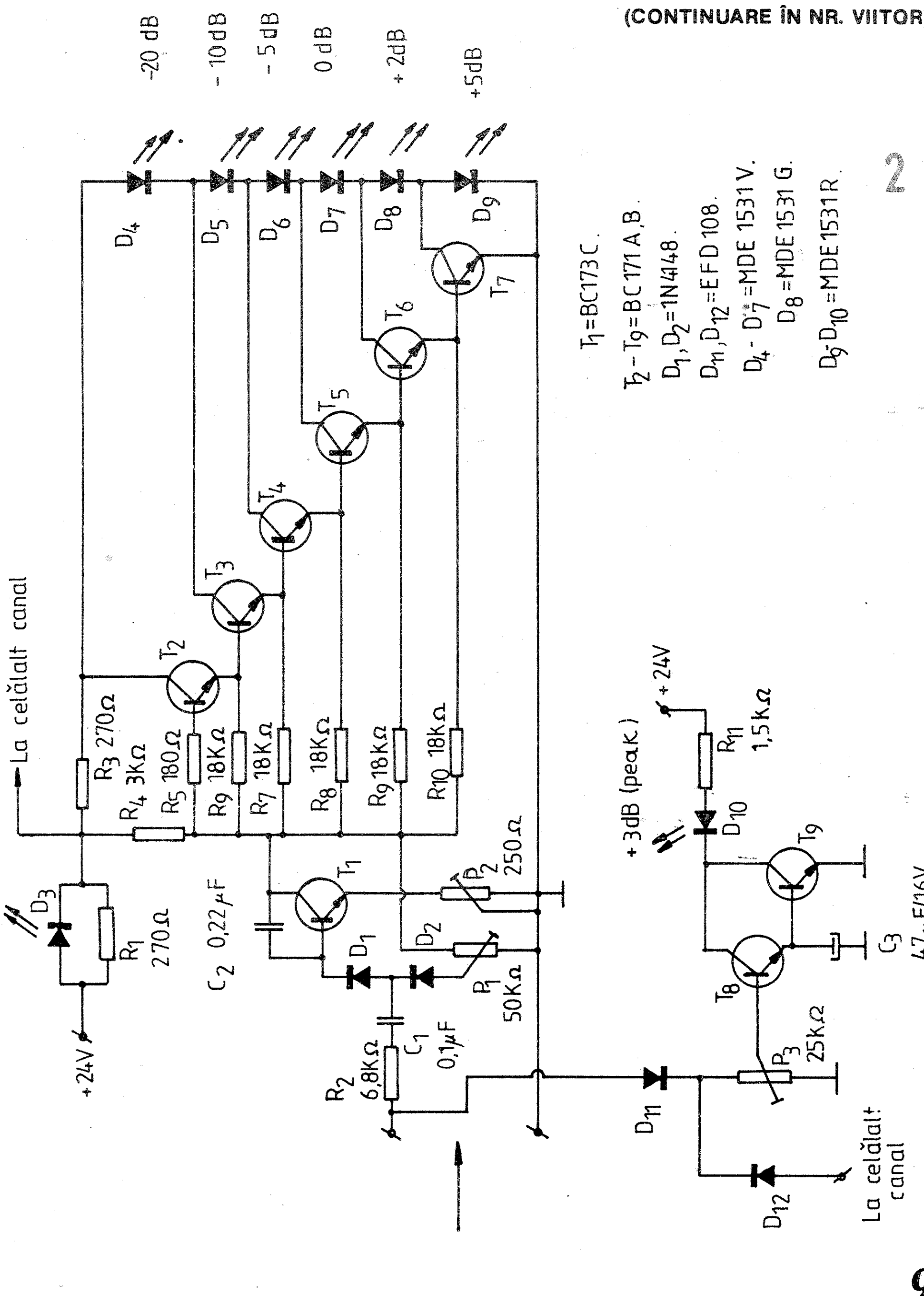
Etajul realizat cu tranzistorul T13, diodele D5, D6 și piesele aferente servește la comanda pe poartă a tranzistorului T10, conectat ca rezistență controlată în tensiune, a cărui funcție de transfer depinde de nivelul componentelor de înaltă frecvență.

La trecerea prin filtrul de zgomot, semnalul suferă o ușoară atenuare, astfel încît la nivelul de 580 mV la ieșire (rezistența R33) se obțin cca 460 mV.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



1



2

SISTEM AUDIO STEREO PENTRU AUTOMOBIL

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

Ansamblul propus a fost conceput pentru a fi folosit în interiorul unui autoturism, alimentarea făcîndu-se de la acumulatorul acestuia, dar nimic nu împiedică folosirea sa într-un apartament de exemplu, constructorul amator realizînd sursa de tensiune necesară. Sistemul este compus dintr-un corector de frecvență cu șase benzi, amplificator integrat de putere dotat cu un comutator pentru introducerea efectului stereo spațial.

Corectorul de frecvență este o variantă simplă de filtre pasive foarte ușor de realizat cu piese puține și uzuale. Etajul de intrare constituit din tranzistorul T1 este un repetor pe emitor care determină o impedanță ridicată de intrare a montajului (peste 100 kΩ), o amplificare în tensiune apropiată de unitate și o impedanță mică de ieșire. Semnalele aplicate intrării sînt de nivel mic (de obicei zeci de milivolți) și pot proveni de la un casetofon sau un radioreceptor. Din acest motiv este recomandabil să se utilizeze un tranzistor npn de zgomot mic, cum ar fi BC413, BC414 sau BC109, BC173, BC149, BC239, dar rezultate bune se obțin și cu bine cunoscutele BC107, BC108, BC171, BC172, BC237, BC238 (fig. 1).

Cele șase filtre pasive sînt urmate de către un amplificator operațional (de asemenea de zgomot mic) și care compensează atenuările introduse de aceste filtre. Circuitul integrat folosit este un CI βN381N produs de I.P.R.S.-Băneasa și care înglobează într-o singură capsulă „dual-in-line" două amplificatoare operaționale, putînd fi deci utilizat pentru varianta stereo. Bineînțeles că pot fi folosite și alte circuite cum sînt βM382, βM387, sau cu performanțe mai modeste ultracunoscutul βA741 (sînt necesare două).

În privința celor șase filtre (de sus în jos) se pot spune următoarele:

— primul filtru este un filtru trece-jos, avînd frecvența de tăiere în jurul valorii de 190 Hz (sub 200 Hz);

— al doilea filtru este un filtru trece-bandă ce acționează în spectrul 160 Hz÷480 Hz;

— al treilea filtru este un filtru trece-bandă ce acționează în spectrul 410 Hz÷1 330 Hz;

— al patrulea filtru este un filtru trece-bandă ce acționează în spectrul 1 330 Hz÷4 060 Hz;

— al cincilea filtru este tot un filtru trece-bandă care acționează în spectrul 4 060 Hz÷6 630 Hz;

— al șaselea și ultimul filtru este filtru trece-sus, acționînd peste frecvența de 6 630 Hz.

Aceste game de frecvențe pot fi modificate în funcție de dorința fiecărui constructor, recalculîndu-se filtrele. Avînd în vedere toleranțele pieselor, datele de mai sus sînt orientative. Tensiunile la ieșirile filtrelor sînt preluate de către potențiometrele P1÷P6, cu ajutorul cărora se dozează nivelul fiecărui domeniu mai sus menționat în spectrul audio. Suma este aplicată intrării amplificatorului operațional ce acționează ca sumator inversor cu un cîștig în tensiune egal cu 10. Configurația inversoare asigură o stabilitate foarte bună datorită divizorului de tensiune format din R_{18} și R_{19}. Alimentarea de la o singură sursă necesită un circuit de polarizare în curent continuu care să fixeze valoarea de repaus (la tensiunea de intrare V_i=0) a tensiunii de ieșire la:

$$V_o = \frac{V_{alim}}{2} \quad (1)$$

Amplificarea etajului se stabilește din raportul rezistențelor R_{20} și R_{18}:

$$A_V = -\frac{R_{20}}{R_{18}} \quad (2)$$

Semnul minus arată faptul că tensiunea de ieșire este în opoziție de fază cu cea de intrare. Relațiile care permit dimensionarea rezistențelor R_{18}, R_{19} și R_{20} sînt următoarele:

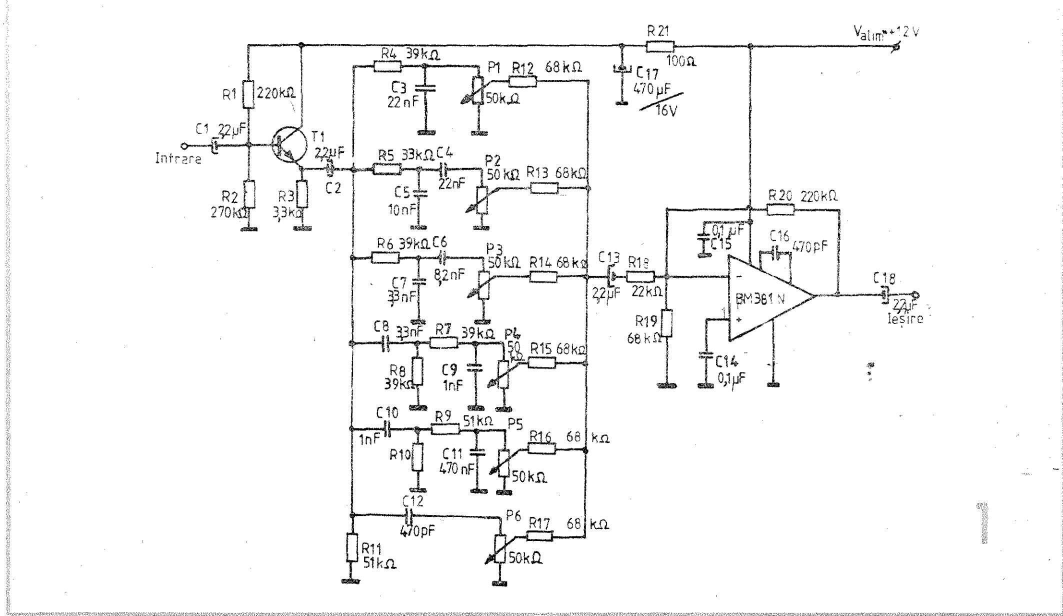
$$\frac{V_{alim}}{2(R_{19}+R_{20})} = \frac{2V_{BE}}{R_{19}} \quad (3)$$

$$R_{19} = \frac{2V_{BE}}{10 I_{T2}} \leq 260\ k\Omega \quad (4)$$

unde tensiunea V_{BE} = 0,65 V reprezintă tensiunea bază-emitor la un tranzistor cu siliciu cînd funcționează în regiunea activă normală. Aceste relații sînt astfel alese în funcție de configurația aleasă (etaj diferențial inversor) și tipul circuitului integrat (βM381 sau βM387). Curentul I_{T2} = 0,5 μA reprezintă valoarea acestuia prin tranzistorul intern T2 de la intrarea circuitului. Avînd tensiunea de alimentare egală cu 12 V, alegînd cîștigul amplificatorului egal cu 10 și pe R_{18} = 22 kΩ, rezultă R_{20} = 220 kΩ și R_{19} = 68 kΩ. Pentru mărirea cîștigului se pot recalcula rezistențele, dar acest lucru nu este necesar datorită sensibilității ridicate a amplificatorului de putere TBA810AP (între 30 mV÷75 mV). Condensatorul C_{16} de compensare este conectat în paralel cu un condensator intern deja existent cu valoare C_{int} = 4 pF. Condensatorul C_{16} limitează superior banda de trecere și se alege în funcție de aceasta:

$$C_{16} = \frac{1}{2\pi f_s \cdot R_e \cdot A_V} - 4 \cdot 10^{-12} \quad (5)$$

unde f_s este frecvența limită superioară (la −3 dB) a caracteristicii de frecvență, $R_e = \frac{kT}{q I_E} \simeq 1,3\ k\Omega$



(rezistența de emitor a primului etaj al CI), A_V = amplificarea, iar $4 \cdot 10^{-12} = C_{int}$. Din calcule rezultă o valoare de aproximativ 470 pF.

Potențiometrele folosite vor fi de 50 kΩ, liniare. Se pot folosi atît potențiometre rotative, cît și rectilinii, în funcție de spațiul avut la dispoziție.

Ca amplificatoare de putere se folosesc două TBA810AP sau UL1481 care la tensiunea de 14,4 V scot o putere de 6 W/4Ω cu un coeficient de distorsiuni δ≤10%. La o tensiune de +12 V puterea tipică pe o sarcină de 4Ω este 4,2 W. Randamentul obținut este foarte bun, atingînd 75%. În interiorul automobilului, o putere de 2x4,2 W, deci peste 8 W, este mai mult decît suficient. Rezistența R_{26} (respectiv R_{27}) de reacție fixează amplificarea circuitului și din motive de stabilitate trebuie să fie de maximum 390Ω. Pentru valori mai mari la frecvențe superioare, defazajul suplimentar introdus de amplificator poate atinge 180° astfel încît semnalul transmis prin calea de reacție ajunge să fie în fază cu cel de intrare. Reacția din negativă devine pozitivă și transformă amplificatorul în oscilator. Sensibilitatea de intrare va fi de 75 mV pentru R_{26} = 56Ω și de 30 mV dacă alegem R_{26} (respectiv R_{27}) = 22Ω. Condensatorul C_{19} (respectiv C_{20}) are rolul de a elimina reacția negativă în regim static.

În ceea ce privește banda de frecvență la −3 dB o putem regla prin alegerea lui C_{31}, respectiv C_{32}. Pentru o bandă cuprinsă între 40 Hz÷20 000 Hz, condensatorul se alege cu valoarea de 820 pF, iar pentru 40 Hz÷10 kHz, C_{31} = 1,5 nF. Condensatorul C_{29}, respectiv C_{30}, are o valoare egală cu de 5 ori valoarea lui C_{31}, respectiv C_{32}. Grupul C_{33} = 0,1 μF, R_{30} = 1 Ω, numit filtru boucherot, elimină tendința de intrare în oscilație a amplificatorului la frecvențe superioare datorită modificării tipului de reacție care poate deveni pozitivă la acele frecvențe.

Rezistența R_{28} este pentru realizarea conexiunii bootstrap, care se alege de 10—20 de ori mai mare decît impedanța de sarcină R_s. Se folosesc deci relațiile:

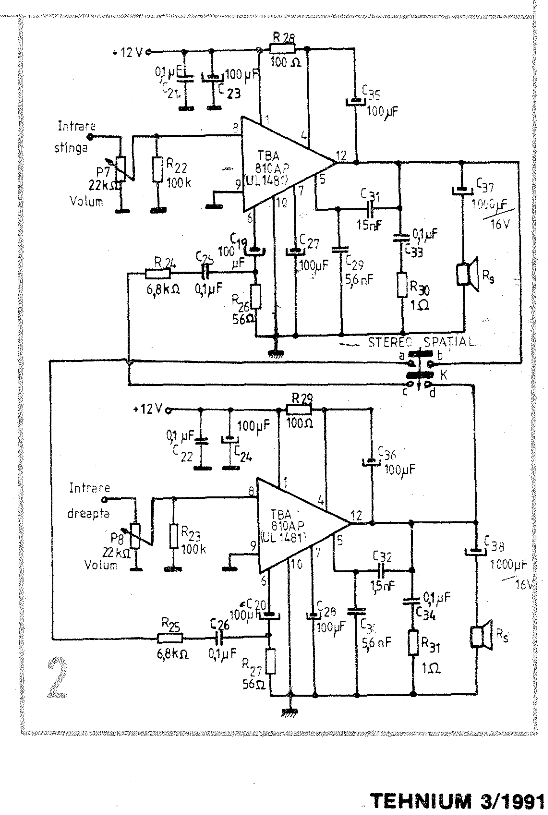
$$R_{28} = (10 \div 20)R_s; \quad (6)$$

$$R_s = (4 \div 8)\Omega; \quad (7)$$

$$C_{35} = \frac{C_{37}}{k} \text{ unde } k = 2 \div 10; \quad (8)$$

$$C_{37} = \frac{1}{2\pi R_s f_i} \ (f_i = \text{frecvența limită inferioară}); \quad (9)$$

$$C_{35} \cdot R_{28} > \frac{2 \div 5}{2\pi f_i}. \quad (10)$$



De exemplu, pentru $f_j = 40$ Hz, $R_s = 8\ \Omega$ rezultă:

$$C_{37} = 1\,000\ \mu F;$$

$$C_{35} = 100\ \mu F;$$

$$R_{28} = 100\ \Omega > \frac{2}{2\pi f_j \cdot C_{35}}$$

Cablajul imprimat pentru un singur canal se observă în figura 3, iar dispunerea pieselor în figura 4.

Un efect interesant și plăcut ce poate fi obținut fără complicații deosebite cu aceste două circuite de putere este efectul „STEREO SPAȚIAL". Acesta se folosește îndeosebi la radiocasetofoanele stereofonice la care, datorită unei distanțe prea mici între difuzoare, efectul stereo nu este prea pregnant. Din acest motiv se face o separare artificială între canale pe cale electronică, preluînd un anumit procentaj din canalul drept defazat cu 180° și injectîndu-l în canalul stîng și viceversa. Practic acest lucru (pe schema din figura 2) se face prin intermediul grupului R_{24}, C_{25} respectiv R_{25}, C_{26}. Rezistența are rolul de a prelua numai un procentaj din semnalul de ieșire, iar condensatorul de a lăsa să treacă numai frecvențele ridicate din spectrul audio. După mai multe încercări s-a ajuns la concluzia că valorile de 0.1 μF pentru condensator și 6,8 kΩ÷8,2kΩ pentru rezistență sînt cele mai indicate. Mărirea capacității peste 0,1 μF sau micșorarea rezistenței sub 6,8 kΩ nu conduce la accentuarea efectului stereofonic ci la reducerea nivelului semnalului util, totuși constructorul amator poate încerca diverse valori fără pericolul distrugerii circuitelor. Orice variantă de CI din familia TBA(MBA) 810 poate fi utilizată, literele de după număr reprezentînd anumite particularități după cum urmează:

— TBA810P și TBA810AP pot funcționa și pe sarcini $R_L = 2\Omega$ și au protecție la conectarea inversă a polarității sursei de alimentare;

— TBA810S și TBA810AS constituie circuitul de bază cel mai întîlnit;

— TBA810CB și TBA810ACB pot funcționa pe impedanța de sarcină de 2Ω, suportă vîrfuri ale tensiunii de alimentare de pînă la +40 V, au protecție la inversarea polarității sursei.

Toate variantele sînt dotate cu protecție termică și protecție în cazul scurtcircuitării sarcinii pentru tensiuni de alimentare pînă la maximum 15 V.

În cazul în care ansamblul este alimentat pe durata funcționării motorului autoturismului, pot apărea vîrfuri de tensiune dinspre alternator, așa cum se poate observa în figura 5 a. Din acest motiv, pe cablul de alimentare generală trebuie intercalat un filtru LC (fig. 5 b) pentru protecția circuitelor. Condensatorul trebuie să aibă o capacitate cuprinsă între 2 200 μF÷4 700 μF/16 V și bobina 2 mH. Siguranța inserată tot pe firul de alimentare într-un soclu special pentru acest tip de aplicații este de 3 A.

Un radiator termic este necesar a fi montat pe fiecare amplificator de putere, avînd o suprafață de cca 30 cm² fiecare, chiar dacă protecția termică protejează circuitul.

Este necesar ca autoturismul să fie antiparazitat pentru a fi eliminate sursele perturbatoare.

Mărirea puterii utile prin conectarea în punte

Dacă se dorește o putere superioară celei de aproximativ 4,5 W, se adoptă varianta montării în punte a două circuite integrate de putere pentru fiecare canal. Cea mai simplă metodă este folosirea unui etaj defazor, interconectarea făcîndu-se conform figurii 6, etajele amplificatoare de putere fiind identice. Etajul defazor este reprezentat în figura 7 și este realizat cu ajutorul unui singur tranzistor tip BC173 (BC149, BC239, BC109). Sarcina acestui tranzistor este distribuită între emitor și colector ($R_b = R_d = 3{,}9$ kΩ). Datorită acestui lucru tensiunile culese la ieșirea 1 și ieșirea 2 sînt practic egale între ele, dar defazate cu 180° (în antifază) și egale, la rîndul lor, cu semnalul injectat în bază. Față de acesta din urmă, semnalul cules în emitor este în fază, iar cel din colector defazat cu 180°. Deci etajul defazor nu introduce amplificare în tensiune, aceasta fiind practic unitară. Consumul acestui etaj este de 1,5 mA, el fiind alimentat la 12 V. În cazul cînd amplificatoarele sînt alimentate de la o tensiune +V superioară, rezistența R_x se dimensionează în felul următor:

$$V_a = R_x I + 12\ \text{V deci} \qquad (11)$$

$$R_x = \frac{V_a - 12\ \text{V}}{I} = \frac{V_a - 12\ \text{V}}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} \qquad (12)$$

Dacă se utilizează pentru automobil, unde V_a= 12 V, rezistența R_x se alege egală cu 100 Ω, asigurînd o cădere de tensiune pe ea de 1,5 mA. 100Ω= 0,15 V, valoare nesemnificativă, în schimb rezistența formează împreună cu C_b=100 μF o celulă de filtraj care mai îndeplinește și rolul de izolare față de celelalte etaje. Modificările ce apar față de schema din figura 2 sînt următoarele:

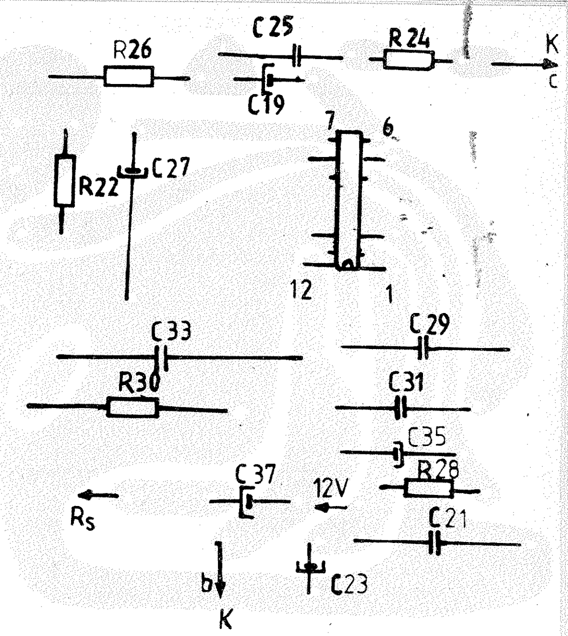
— se suprimă comutatorul K pentru efectul „STEREO SPAȚIAL" împreună cu piesele aferente, adică R_{24}, C_{25}, R_{25}, C_{26};

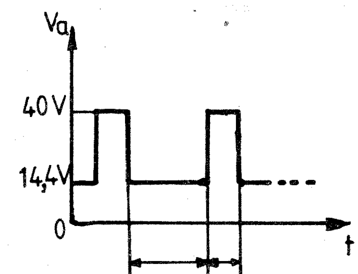
— se suprimă cele două filtre boucherot C_{33}, R_{30}, C_{34}, R_{31} și se montează unul singur conform figurii 6, unde este reprezentat punctat (R = 1Ω, C = 0,1 μF);

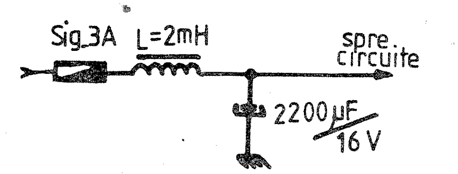
— impedanța de sarcină R_s nu va mai avea punct de masă, ci va fi conectată între ieșirile fiecărui amplificator prin intermediul condensatoarelor electrolitice $C'_1 = C'_2 = 1\,000\ \mu$F/25 V.

Este posibil ca în cazul în care amplificatoarele sînt bine echilibrate (în regim static potențialul ieșirilor ambelor amplificatoare este riguros egal și deci prin sarcină nu circulă curent), condensatoarele C'_1 și C'_2 să fie eliminate. Totuși, în cazul străpungerii unuia dintre tranzistoarele finale, aceste condensatoare protejează incinta acustică, blocînd componenta continuă.

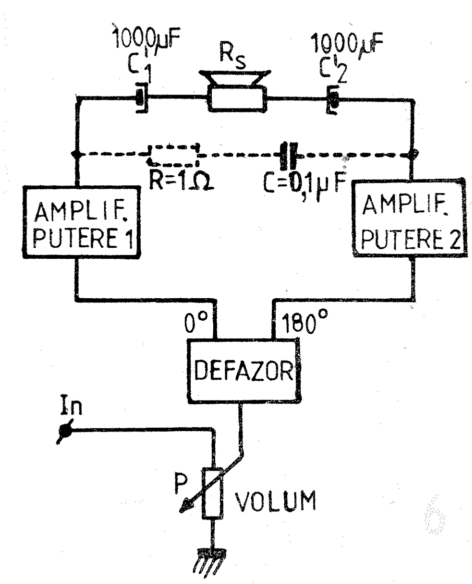
Puterea obținută în acest mod este mai mare de 10 W pe fiecare canal. Prețul plătit pentru obținerea unei asemenea puteri cu numai 12 V alimentare este folosirea a patru circuite integrate în loc de două. Cu modificările specificate anterior se poate folosi cablajul imprimat din figura 3, bineînțeles realizîndu-se patru bucăți identice.



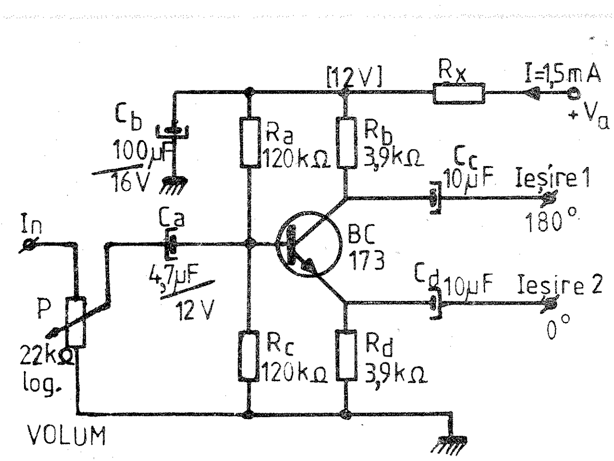




5b

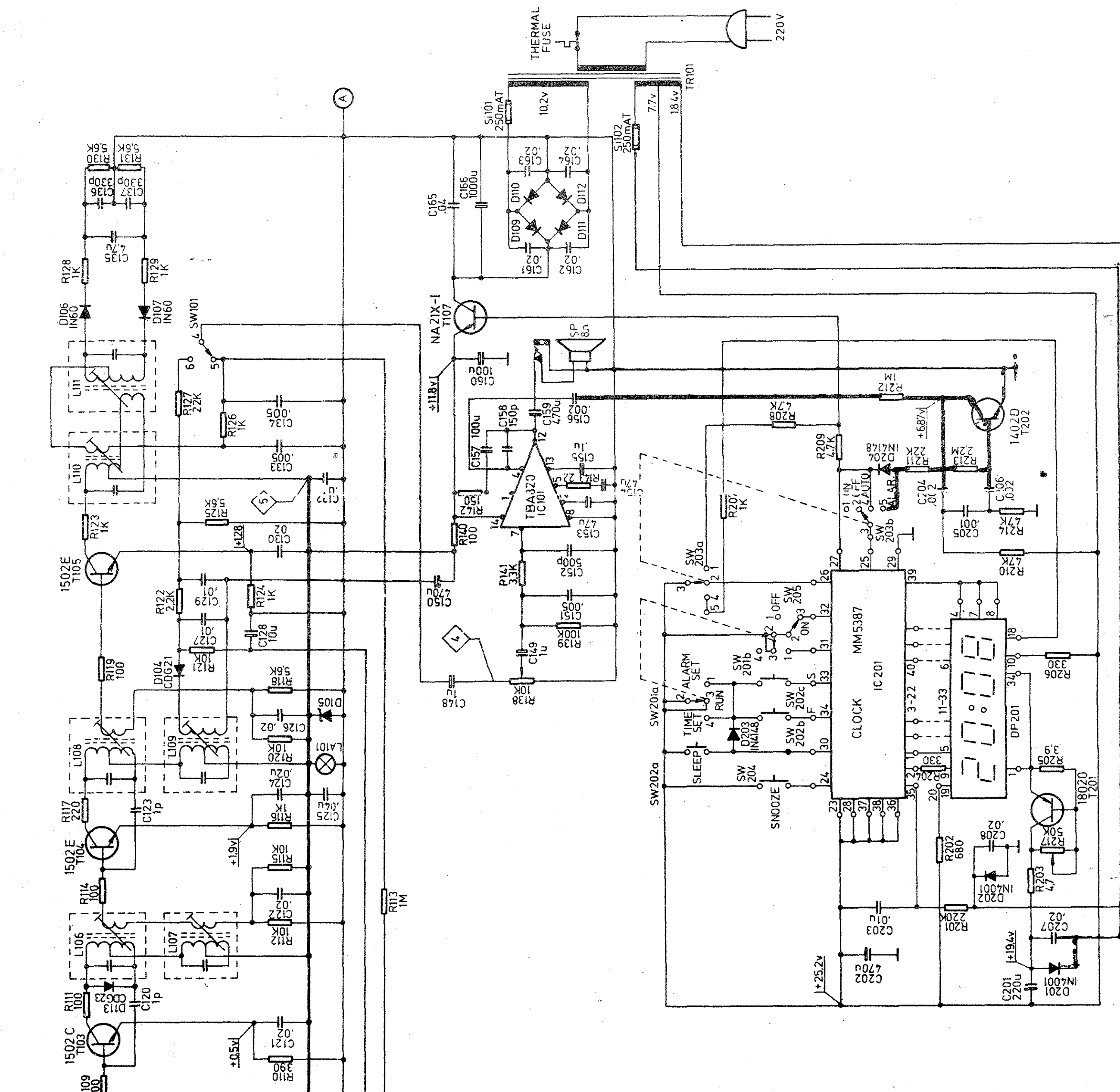


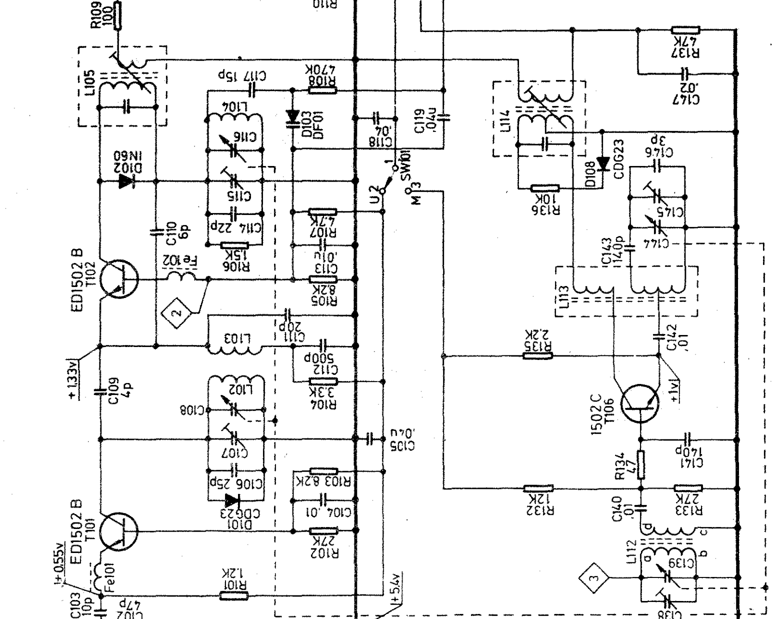
6



7

NORDMENDE 272





Radioreceptorul „Nordmende", a cărui schemă electrica o prezentăm, are ca parte importanta și un ceas electronic realizat cu circuitul integrat specializat MM5387.

Partea de receptor este realizată cu elemente discrete, atît în blocurile de intrare, cît și în aplificatorul FI. Aceste tranzistoare, de tipul ED1502, au ca echivalenţe tranzistoarele din seria BF200; BF214; BF215.

La recepţie se acoperă gama UM 510—1 620 kHz și gama UUS 87,5—108 MHz. Valorile semnalelor frecvenţelor intermediare sînt 460 kHz pentru AM și 10,7 MHz pentru FM.

În sistemul de alimentare sînt folosite patru diode de tipul 1N4001.

Acest aparat mai este notat pe unele documentări Nordmende Digital Clock 272-9172H.

Recent apărut în librării, volumul „A, B, C... Electronica în imagini. Componente pasive", de ing. **N. Drăgulănescu**, ing. **C. Miroiu** și ing. **D. Moraru**, se constituie într-un instrument foarte util pentru constructorii amatori interesați în special de realizarea montajelor electronice.

Lucrarea, care face parte din noua serie de volume „Electronica în imagini", inițiată de Editura Tehnică, prezintă sintetic și actualizat, sub forma unor scheme și fotografii sugestive succint analizate, principalele aspecte legate de structura, funcționarea, realizarea și utilizarea componentelor, circuitelor și echipamentelor electronice.

Principalele capitole ale volumului recomandat abordează monografic rezistoarele, condensatoarele, bobinele, cablajele imprimate. De asemenea, principalele componente pasive sînt analizate prin prisma fiabilității și a tehnologiei de montare pe suprafață a componentelor, cu prezentarea avantajelor certe ce le oferă această metodă pentru realizarea unor montaje de calitate.

Vă recomandăm o carte:

A, B, C... Electronica în imagini. Componente pasive

Cei mai tineri constructori amatori, cei care abordează pentru prima oară un domeniu fascinant prin multitudinea aplicațiilor sale, vor găsi în „A, B, C... Electronica în imagini" un volum bogat de informații referitoare la simbolizarea și marcarea componentelor, la codul culorilor, la parametrii electrici și la performanțele principalelor componente pasive realizate în țara noastră. De asemenea, materialul ilustrativ extrem de divers (fotografii, scheme, grafice) facilitează cititorilor o cunoaștere mai bună a elementelor tehnologice de fabricare a componentelor, tipuri de conectări, exemple de utilizare practică etc.

Adresat, deopotrivă, tineretului, studenților și elevilor, muncitorilor și tehnicienilor, cadrelor didactice și inginerilor, volumul „A, B, C... Electronica în imagini. Componente pasive" va constitui, fără îndoială, un prețios sprijin și pentru majoritatea constructorilor amatori interesați, în primul rînd, de montajele electronice. (C.S.)

RADIO DELTA

primul post-școală de radiodifuziune din România

Ing. N. DRĂGULĂNESCU

La 1 Decembrie 1990 s-a început activitatea în București un nou post de radio — independent, dar nu privat! —, emițînd pe frecvența de 93,5 MHz (deci în gama de unde ultrascurte UUS-CCIR de 87,5—108 MHz). Întrucît cea mai mare parte a radioreceptoarelor UUS fabricate în România funcționează în gama UUS-OIRT (66—73 MHz), rezultă că radio DELTA (ca și radio NOVA de altfel) poate fi captat de mai toate tipurile de radioreceptoare UUS importate, precum și de unele tipuri de radioreceptoare românești. Posesorii de aparate recepționînd doar gama UUS-OIRT vor putea capta în gama UUS-CCIR numai după construirea/achiziționarea și interconectarea (în circuitul de antenă) a unui convertor adecvat CCIR/OIRT — a cărui schemă de principiu a fost publicată atît de revista și almanahul TEHNIUM, cît și de unele cărți destinate radioelectroniștilor.

Radio DELTA emite permanent (24 de ore, din care 7 ore în limba română și restul în limba franceză), conform unui acord încheiat între Facultatea de Electronică și Telecomunicații (FET) București și Radio France Internationale (RFI) Paris. Emițătorul său este stereofonic, modulat în frecvență și are o putere RF nominală de emisie de cca 500 W.

Aceste caracteristici cît și utilizarea unei antene de emisie formată din doi dipoli verticali permit obținerea unei „bătăi" de peste 60 km în jurul Bucureștiului.

Conform acordului mai sus menționat, RFI a furnizat aparatura de JF (necesară studioului), aparatura de RF (emițătorul și antena de emisie), precum și instalația de recepție a emisiunilor RFI transmise prin satelitul geostaționar TDF-1 (canal 17, pe frecvența 12,03436 GHz), compusă din antena parabolică de recepție, convertorul cu zgomot redus (LNC) și receptorul propriu-zis.

Astfel devine posibilă radiodifuzarea din București a unor programe provenind fie din studioul propriu al Radio DELTA (în limba română), fie — prin satelit — de la Paris („Serviciul mondial" în limba franceză, difuzat zilnic timp de 24 de ore).

Atît studioul cît și emițătorul astfel realizate se constituie ca un necesar și util post-școală de radiodifuziune destinat în principal formării inginerilor electroniști (de sunet, de regie, de emisie etc.) — reprezentînd un veritabil laborator de uz didactic pentru discipline ca „Electroacustică", „Radioemițătoare", „Înregistrarea/redarea sunetului" etc. Tot aici studenții electroniști (dar și de la alte facultăți) vor putea învăța și aprofunda unele specializări puțin răspîndite ca: radioreporter, crainic radio, disc-jockey etc.

Construcția studioului-școală, cît și montarea/instalarea echipamentelor AF și RF au fost realizate integral de către un colectiv de studenți ai Facultății de Electronică și Telecomunicații condus de dl. conf. univ. dr. ing. Mircea Ivanciovici, directorul postului Radio DELTA. Colegii de redacție și corpul de exploatare sînt studenți pasionați și entuziaști, buni cunoscători de limbi străine și provenind de la Institutul Politehnic, Universitate, IMF și alte instituții de învățămînt superior din București.

Radio DELTA își propune să transmită din studioul propriu numai informații, reportaje, emisiuni de știință, cultură, educație, divertisment și, desigur, foarte multă muzică (de pretutindeni și pentru toate gusturile) — zilnic între orele 8,00—12,00 și 16,00—19,00.

În restul de 17 ore se vor retransmite emisiunile RFI „Serviciul mondial" — în franceză — conținînd zilnic: actualități (20 radiojurnale, 3 radiomagazine, 3 reviste de presă), programe culturale, sportive, educative, precum și cele mai bune emisiuni de divertisment francofone și internaționale.

De remarcat și emisiunile dedicate utilizării corecte a limbii franceze: „FRANC-PARLER" și „PARLER AU QUOTIDIEN", de un real folos și radioascultătorilor români...

Calitatea și diversitatea programelor RFI sînt asigurate de cca 250 de redactori și producători, asistați de numeroși colaboratori externi și de peste o sută de corespondenți de presă. Programele RFI sînt difuzate permanent și pe unde scurte, pe toate cele 5 continente și în 12 limbi străine — acoperind peste 970 de ore/săptămînă de emisie.

Programul RFI în limba română este difuzat de la Paris numai pe unde scurte, zilnic între orele 18—19 (pe frecvențele de 9 805 kHz și 11 995 kHz), fiind reluat între orele 23—24 (pe frecvențele de 7 135 kHz și 9 805 kHz).

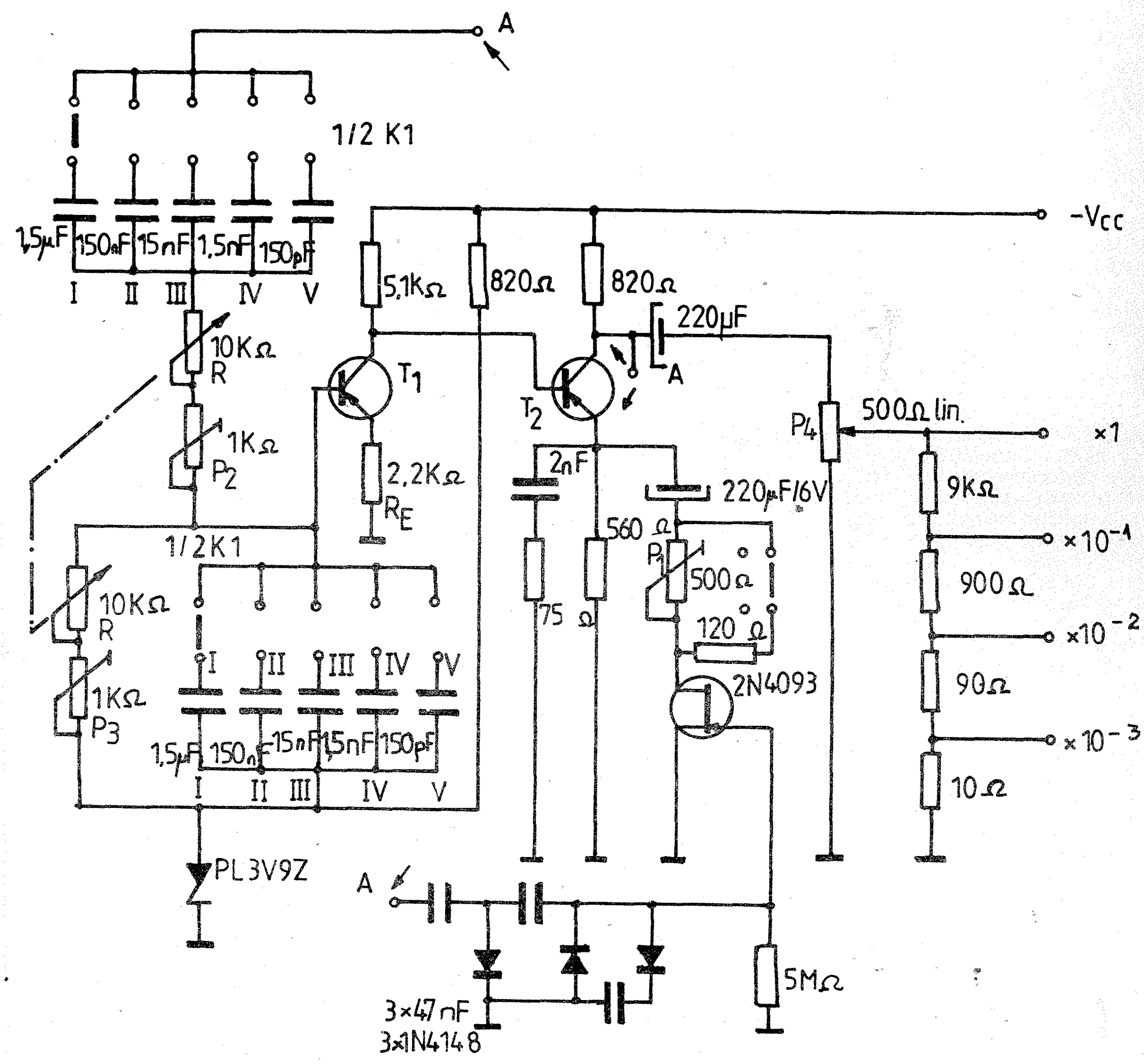
De menționat că pentru difuzarea emisiunilor RFI în lume sînt utilizate toate tehnologiile posibile actualmente: **undele scurte** (5 emițătoare), **undele medii** (în Paris și împrejurimi), **distribuția prin cablu și modulație de frecvență** (în Canada, S.U.A. și Japonia), **sateliții geostaționari** (TDF-1 și TDF-2), **casetele AF.**

Studenții și cadrele didactice care lucrează la Radio DELTA vor avea astfel ocazia de a cunoaște și utiliza echipamente și tehnologii de comunicație moderne și eficiente.

Apreciem că transmiterea programelor în limba franceză din București va fi deosebit de utilă atît ascultătorilor români ce doresc să-și amelioreze cunoașterea limbii franceze, cît și numeroșilor noștri vizitatori francofoni.

OSCILATOR AF

Student **MARIUS SAMOILĂ**



1. Caracteristici tehnice

Montajul (care este un oscilator în punte Wien) permite verificarea circuitelor de joasă frecvență în cadrul laboratorului electronistului amator, furnizînd oscilații sinusoidale la ieșire în gama 10 Hz÷1 MHz, împărțită în cinci subgame, după cum urmează:

I 10 Hz — 200 Hz;
II 120 Hz — 1,5 kHz;
III 1,2 kHz — 20 kHz;
IV 10 kHz — 200 kHz;
V 200 kHz — 1 MHz.

Se observă ușoara întrepătrundere de domenii între subgame, lucru ce permite folosirea în punte a unor condensatoare cu toleranță de ± 10%, fără pericolul pierderii de intervale de frecvență.

Reglajul fin al frecvenței se realizează din potențiometrul de 2x10 kΩ din punte.

La ieșire avem o tensiune de 1,5 V_{vv}, reglabilă fin, continuu și manual din potențiometrul de 500 Ω și brut cu o atenuare succesivă de 10 din divizorul rezistiv, în 4 trepte.

Montajul posedă circuit de reglaj automat al amplificării (RAA), ce conferă independența amplitudinii semnalului la variația frecvenței.

2. Descrierea montajului

Schema-bloc este clasică, fiind reprezentată în figura 2. Amplificatorul nu schimbă faza și astfel U_o și U_i sînt în fază, asigurîndu-se astfel reacția pozitivă. De asemenea, rezistența lui de intrare este mult mai mare decît rezistența din punte, iar cea de ieșire este mult mai mică decît aceasta. În aceste condiții apar oscilații sinusoidale dacă U1 și U2 din figura 2 sînt în fază, lucru care se realizează cînd raportul impedanțelor

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \text{ și } Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

este o mărime reală. Pentru $R_1 = R_2 \equiv R$; $C_1 = C_2 \equiv C$ (ca în schemă) rezultă frecvența de oscilație:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Analizînd schema de principiu, se remarcă alcătuirea amplificatorului din două etaje. Primul etaj este o sarcină distribuită ce oferă o impedanță de intrare Zi = βR_E, unde se presupune $\beta \cong 200$ la tranzistor și R_E = 2,2 kΩ. Rezultă Zi = 440 kΩ ≫ R = 10 kΩ. Amplificarea este R_c/R_E și deci puțin mai mare de 2. Polarizarea tranzistorului în regim activ normal este asigurată de rezistențele din colector și emitor și din polarizarea bazei prin intermediul diodei Zener PL3V9Z și al rezistenței din punte. Variația tensiunii Zener cu temperatura nu afectează punctul static de funcționare al tranzistorului datorită rezistenței mari din emitor. Acest mod de polarizare a rezolvat o problemă destul de delicată: în curent continuu, partea inferioară a punții (așa cum este desenată în figură) să fie polarizată mai negativ decît masa pentru a deschide tranzistorul pnp (prin rezistența punții căderea de tensiune continuă este mică, deoarece curentul continuu al bazei este mic), iar în curent alternativ aceasta să fie pusă la masă printr-o rezistență ohmică (mult mai mică decît cea din punte), ca aceea a diodei Zener. Aceasta este adusă în zona de stabilizare prin rezistența de 820 Ω din anodul ei.

Al doilea etaj, cuplat galvanic cu primul, este tot un etaj în sarcină distribuită, ce readuce faza semnalului la cea inițială (de la intrarea în primul etaj) și realizează și o amplificare variabilă a semnalului, comandată de circuitul de RAA (prin varierea rezistenței din emitor în curent alternativ cu ajutorul J-FET-ului 2N4093 montat ca rezistență comandată în tensiune). Datorită condensatorului de 220 µF/6 V, punctul static de funcționare al tranzistorului nu este afectat. Tot în acest etaj sînt realizate și niște corecții de amplificare pentru frecvențele înalte (subgama V) prin elementele 2 nF și 75 Ω din emitor ce măresc aici amplificarea. De fapt, ele realizează o compensare, căci aici factorul β al tranzistoarelor devine număr complex, modulul său scăzînd. Compensarea aceasta „grosso modo" este retușată „ad litteram" de J-FET. Pentru frecvențe joase (banda I), amplificarea este redusă tot brut prin îndepărtarea rezistenței de 120 Ω (de către o secțiune suplimentară a comutatorului K1, poziția I, sau în lipsa acesteia, mai puțin elegant, de un simplu întrerupător). Retușurile fine sînt făcute tot de J-FET.

Acest retuș la frecvențe joase se impune datorită valorilor mici ale condensatoarelor din triplorul de tensiune. La frecvențe foarte joase, încarcarea lor se face mai dificil, tensiunea VGS scade (în modul), lucru sesizat de J-FET. Ca urmare, rezistența sa scade, de data aceasta din cauza frecvenței. De aceea se impune decuplarea rezistenței de 120 Ω.

Din semireglabilul de 500 Ω se stabilește amplitudinea tensiunii la ieșire. Se recomandă ca aceasta să nu depășească 1,5 V_{vv}; în caz contrar, neliniaritatea tranzistoarelor începe să își spună cuvîntul. Folosindu-se însă un osciloscop catodic, se pot experimenta condiții de funcționare și pentru tensiuni mai mari, făcînd eventual un compromis între amplitudine și forma sinusoidală.

În punctul A se conectează brațul superior al punții, asigurîndu-se astfel reacția pozitivă, precum și triplorul de tensiune ce furnizează tensiunea continuă de RAA pentru grila J-FET-ului.

Mărirea capacităților din triplor nu este recomandată căci ar crește inerția circuitului la frecvențe înalte (rezistența de sarcină fiind mare). Micșorarea acesteia ar duce la apariția unei componente pulsatorii pe grila J-FET-ului, ce ar avea ca efect o amplificare variabilă și scăpată de sub control. Semnalul ar deveni nesinusoidal, în special la frecvențe joase.

Se remarcă, de asemenea, valoarea mare (10 kΩ) a divizorului de tensiune (cea totală), ceea ce face ca variația rezistenței de sarcină să fie neglijabilă atunci cînd cursorul potențiometrului de 500 Ω se plimbă de la un cap la celălalt.

Condensatorul electrolitic de decuplaj, 100 µF/16 V, poate fi dublat de unul neelectrolitic pentru cazul în care trecerea frecvențelor înalte ar avea dificultăți prin acesta.

Sursa de alimentare trebuie executată și ea îngrijit, în caz contrar componentele alternative vor genera, peste semnalul util de la ieșire, paraziți dintre cei mai neplăcuți. Variațiile lente ale tensiunii de alimentare datorită temperaturii nu influențează funcționarea montajului nici prin varierea sesizabilă a frecvenței și nici în alt fel.

Transformatorul poate fi de sonerie, cu secundarul rebobinat cu CuEm Ø 0,15 mm, pentru o tensiune de cel puțin 25 Vef. Se remarcă prezența condensatoarelor de circa 47 nF în paralel cu diodele punții, șuntînd paraziții generați la comutațiile acestora. După filtrajul preliminar cu 100 µF/63 V urmează stabilizatorul cu PL15Z și tranzistor extern, iar apoi un filtru în π. Pentru liniștea noastră merită să bobinăm cel puțin 1 000 de spire CuEm Ø 0,15—0,2 mm (valorile nu sînt critice) pe o bară de ferită Ø8 și L = 7 cm pentru șocul de radiofrecvență SR.

3. **Indicații suplimentare pentru montaj**

În afara celor spuse mai sus cu ocazia descrierii schemei, mai amintim sortarea rezistențelor din divizor la valori de ±1% față de cele nominale, utilizînd in extremis și clasicele conexiuni serie sau derivație. În traseele străbătute de semnalul util se preferă utilizarea rezistențelor cu peliculă metalică. Tensiunile V_{EC} pentru tranzistoare trebuie să fie în jur de 2 V la primul și 4 V la al doilea. În caz contrar se pot ajusta în limitele ±20% rezistențele de polarizare, în special cea de 5,1 kΩ.

Din semireglabilele de 1 kΩ din punte se vor regla capetele intervalelor de frecvență. Se vor evita pozițiile cursoarelor acestora spre valoarea „zero", căci în acest caz la valorile mici, spre zero, ale potențiometrelor în tandem 2x10 kΩ, aplificarea crește mult, putînd apărea fenomene neliniare, în ciuda RAA. Un rol îl joacă, desigur, și tensiunea de prag a J-FET-ului. De asemenea, chiar dacă RAA face față, aici frecvența variază foarte repede cu variația rezistențelor din punte și, ca atare, precizia în stabilirea ei scade, etalonarea făcîndu-se imprecis.

Pe panoul aparatului vor fi scoase: axul potențiometrului de 2x10 kΩ în tandem, axul potențiometrului de „volum" de 500 Ω, bucșele de la divizorul rezistiv, comutatorul pornit-oprit de la rețea, LED-ul, precum și K1.

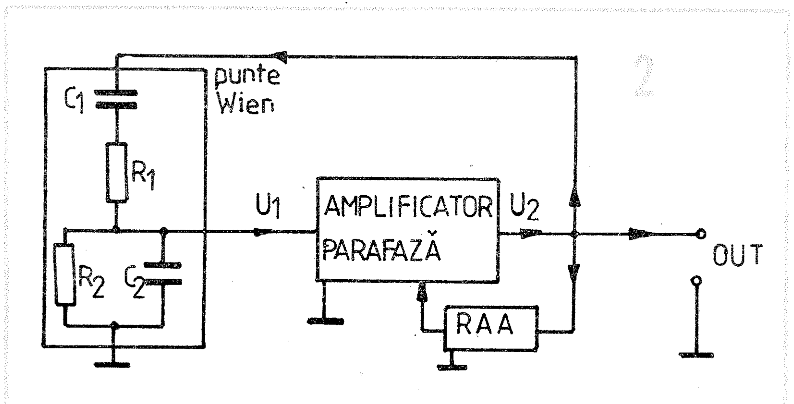
Pe axul potențiometrului tandem se fixează un disc (poate fi recuperat de la sistemul de scala al unui aparat de radio vechi), pe care se lipește hîrtie fotografică cu cinci cercuri concentrice, pe care se scriu frecvențele. Etalonarea se face cu un frecvențmetru sau un osciloscop catodic și generator JF industrial.

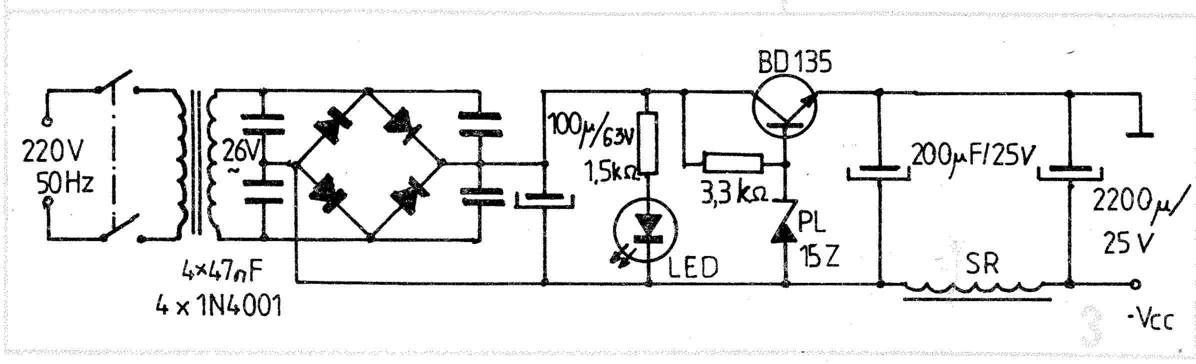
Montajul poate fi realizat și cu tranzistoare npn, inversîndu-se alimentarea (șocul RF se mută și el pe linia „+").

Se inversează în acest caz condensatoarele electrolitice și diodele Zener, respectîndu-se noile polarități.

Diodele din triplor nu se inversează decît dacă se inversează și tipul J-FET-ului (în loc de canal n se pune canal p).

Tranzistoarele sînt de tip BC, cu β în jur de 200.





BIBLIOGRAFIE:

Dicționar tehnic de radio și televiziune, Editura Științifică și Enciclopedica, București, 1975.

Cititorii și colaboratorii revistei, toți constructorii amatori sînt invitați a propune redacției teme de realizare a unor kit-uri din domeniul aparaturii electronice, aparate de măsură, automatizări, divertisment, jucării etc.

De asemenea, redacția este interesată în colectarea, evaluarea și materializarea oricăror sugestii menite să îmbunătățească activitatea constructorilor amatori.

Prin scrisori sau la telefonul redacției 18 35 66 ne puteți sugera tematica pentru viitoarele kit-uri pe care le doriți.

Propunerile și sugestiile vor fi analizate operativ.

TRANSMACH

ION DAN, Constanța

Acordul între emițător și ansamblul feeder + antenă, adică transferul optim de energie, se realizează printr-un montaj LC (bobină și condensator).

Practic puteți realiza montajul alăturat, util pentru intrare și ieșire asimetrice (cablu coaxial de 75 Ω).

La ieșirea emițătorului se cuplează un ROS-metru și se determină ca emițătorul să debiteze o putere de maximum 20 W.

Se alege din comutator banda de lucru, iar CV1 și CV2 se fixează la valoare medie.

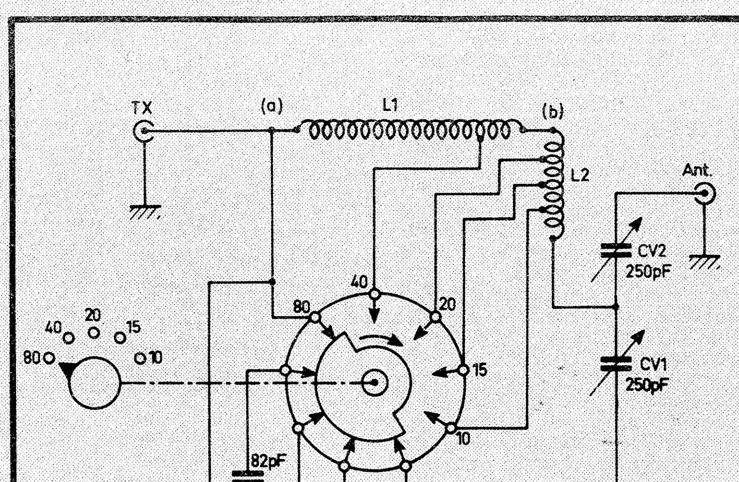
După pornirea emițătorului avînd la transmach cuplată antena, se reglează succesiv CV1 și CV2 (în ordine) în așa fel încît valoarea undei reflectate să fie minimă.

În final se reacordează etajul de putere și se readuce puterea la valoarea nominală.

Constructiv, întreg ansamblul transmach se introduce într-o cutie de tablă care va fi legată la masă și prevăzută cu orificii de reglaj pentru CV1 și CV2.

În cutie bobinele L1 și L2 se fixează cu axele perpendiculare. Bobina L1 are 15,5 spire cu priză la spira 12,75 plecînd din punctul a. Bobina L2 are 9 spire cu prize la spirele 4, 6 și 7. Aceste bobine sînt fără carcasă, diametrul bobinajului fiind de 46 mm, sîrma utilizată fiind cupru neizolat de 3 sau 4 mm diametru.

Pasul bobinajului este de 2 mm pentru L1 și de 3 mm pentru L2. Condensatoarele fixe sînt cu dielectric mică.



(URMARE DIN NR. TRECUT)

INTRODUCERE ÎN TELEVIZIUNE

Recepția prin satelit descrisă în cele ce urmează se referă la banda 11,7—12,5 GHz. Este vorba de o recepție cu dublă conversie, prima frecvență intermediară situîndu-se în banda 1—1,4 GHz și a doua frecvență intermediară în banda 230 MHz. Aceasta a doua frecvență intermediară asigură demultiplexarea și selecția canalelor. Purtătoarele aferente acestor canale sînt modulate în frecvență de către un semnal video PAL și o subpurtătoare de 6,5 MHz, modulată la rîndul ei în frecvență de către semnalul audio. Receptorul descris este capabil să recepționeze 4 canale de televiziune ce pot fi disponibile simultan la ieșire. Prima schimbare de frecvență este efectuată în preamplificatorul S.H.F. prin intermediul unui oscilator-mixer comutabil pe 10,7 GHz sau 11,1 GHz. A doua schimbare de frecvență folosește niște oscilatoare-mixere locale acoperind benzile 770—970 MHz și 1 430—1 630 MHz. Conversia în S.H.F. se efectuează pe două semibenzi de 11,7—12,1 GHz și 12,1—12,5 GHz.

Recepția canalelor în semibanda inferioară de 11,7—12,1 GHz

Schema de principiu este prezentată în figura 59 pentru semibanda inferioară 11,7—12,1 GHz. Pentru a facilita înțelegerea principiului de funcționare, în figura 59 au fost reprezentate 5 purtătoare modulate de 5 programe de televiziune. Frecvențele acestor purtătoare sînt 11,7 GHz; 11,8 GHz; 11,9 GHz; 12 GHz și 12,1 GHz. Un oscilator convertor pe 10,7 GHz, amplasat lîngă antena de recepție, asigură prima schimbare de frecvență. Purtătoarea de 11,7 GHz este coborîtă la 11,7—10,7 = 1 GHz. Celelalte purtătoare sînt supuse unor conversii analoage, adică:

11,8 — 10,7 = 1,1 GHz
11,9 — 10,7 = 1,2 GHz
12 — 10,7 = 1,3 GHz
12,1 — 10,7 = 1,4 GHz

Cele cinci purtătoare S.H.F. au fost convertite în cinci purtătoare U.H.F. (U.I.F.). Acestea, filtrate și amplificate, acoperă banda de 1—1,4 GHz. Ele sînt transmise prin cablu spre receptorul propriu-zis, instalat la sol. S-a presupus prezența a cinci purtătoare S.H.F. ce ocupă cele cinci canale.

Demultiplexarea și selecția canalelor

Receptorul conectat prin cablu asigură demultiplexarea și selecția canalelor, datorită unei a doua schimbări de frecvență intermediară egală cu 230 MHz. Purtătoarea de 11,7 GHz a fost coborîtă în frecvență cu ajutorul oscilatorului pe 10,7 GHz la 11,7—10,7 = 1 GHz. Aceasta, la rîndul ei, va suferi o conversie de pînă la 230 MHz prin intermediul unui oscilator-mixer în felul următor:

1 000 MHz — 770 MHz = 230 MHz

Purtătoarea cu frecvența de 11,8 GHz a fost coborîtă la 1,1 GHz, pentru ca apoi să sufere o nouă conversie, pînă la 230 MHz, cu ajutorul oscilatorului mixer pe 870 MHz astfel încît vom avea:

1 100 MHz — 870 MHz = 230 MHz

Purtătoarea de 11,9 GHz, coborîtă mai întîi la 1,2 GHz, este apoi convertită la 230 MHz prin intermediul oscilatorului-mixer de 970 MHz în același mod:

1 200 MHz — 970 MHz = 230 MHz
sau
1 430 MHz — 1 200 MHz = 230 MHz

Folosind o frecvență a oscilatorului mai mare începînd de la 1 200 MHz se reduce zgomotul datorat interferențelor provenite de la frecvențele imagine.

În figura 59 se pot observa oscilatoarele cu frecvențele de 1 430 MHz, 1 530 MHz și 1 630 MHz corespunzînd la:

1 430 MHz — 1 200 MHz = 230 MHz
1 530 MHz — 1 300 MHz = 230 MHz
1 630 MHz — 1 400 MHz = 230 MHz

A doua schimbare de frecvență cu ajutorul unui oscilator local (OL) este urmată de un amplificator, un limitator și un discriminator pe 230 MHz care demodulează purtătoarea, conținînd semnalul video complex și subpurtătoarea audio de 6,5 MHz. Aceasta din urmă necesită un al doilea discriminator, acestea toate putînd fi observate în figura 59, unde n-au fost reprezentate decît pentru un singur canal din cele cinci. Pentru recepționarea unuia din cele cinci canale reprezentate în figura 59, trebuie reglată frecvența oscilatorului local, iar dacă cele cinci canale trebuie să fie disponibile simultan la ieșirea receptorului, trebuie realizate cinci oscilatoare, urmate fiecare de un convertor, amplificator pe 230 MHz, limitator și două discriminatoare, unul pe 230 MHz și următorul pe 6,5 MHz. La ieșirea fiecărui canal, în punctul notat cu S, vor fi disponibile un semnal video PAL, cît și subpurtătoarea audio de 6,5 MHz. Eventual, această ieșire poate fi conectată la intrarea unui modulator U.I.F. sau F.I.F. ce va modula o anume frecvență purtătoare în domeniul de frecvență dorit pentru a putea fi injectat prin mufa de antenă a oricărui receptor TV.

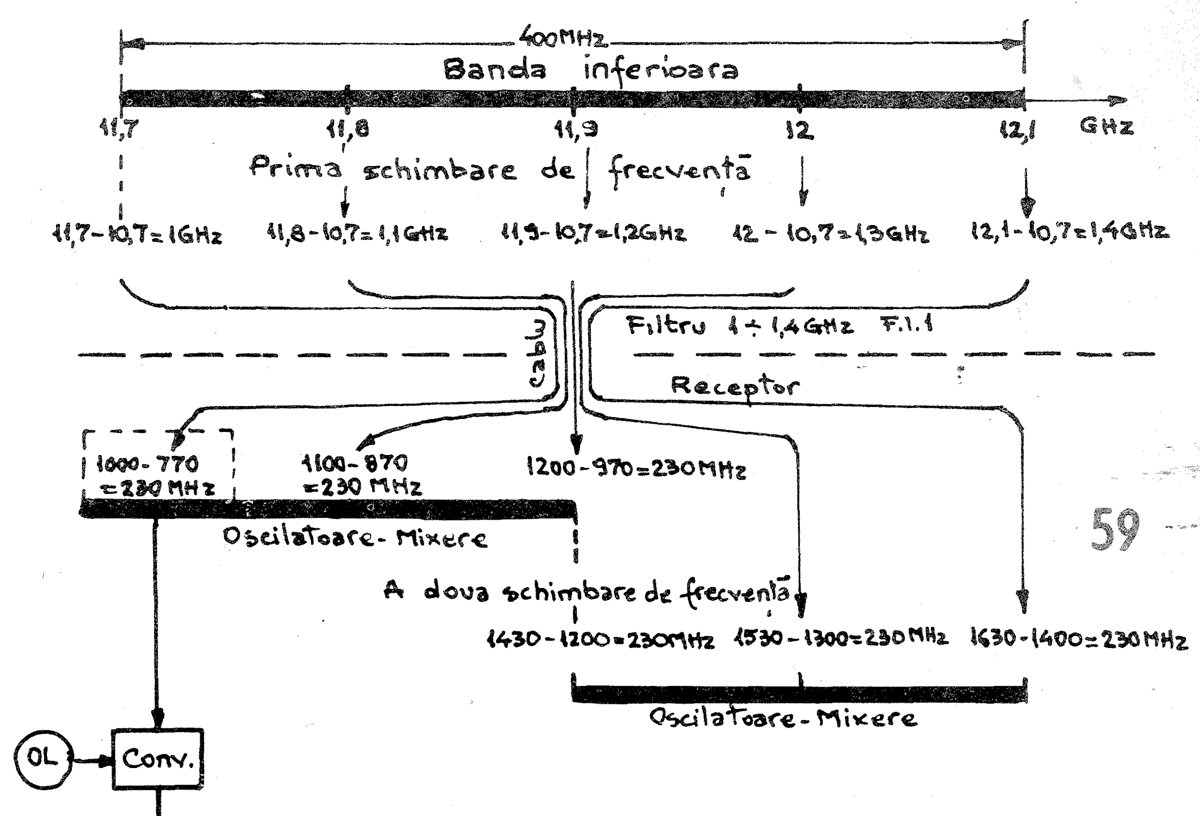
Recepția canalelor în semibanda superioară de 12,1—12,5 GHz

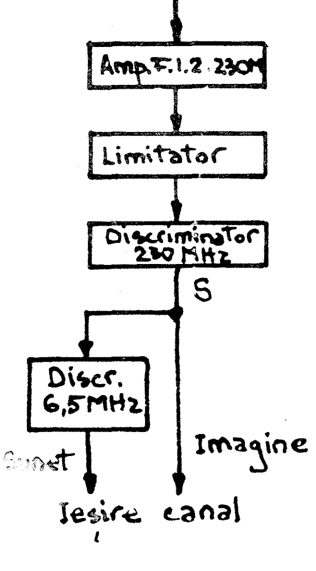
Să presupunem că această bandă este folosită tot pentru transmiterea a cinci programe cu frecvențele purtătoare de 12,1 GHz; 12,2 GHz; 12,3 GHz; 12,4 GHz și 12,5 GHz. Aceste frecvențe S.H.F. vor suferi o conversie în banda de 1—1,4 GHz. Această conversie este posibilă prin comutarea oscilatorului de la 10,7 GHz (rezervat benzii inferioare) la 11,1 GHz. După conversie vom regăsi frecvențele de 1 GHz; 1,1 GHz; 1,2 GHz; 1,3 GHz și 1,4 GHz obținute în modul următor:

12,1 GHz — 11,1 GHz = 1 GHz
12,2 GHz — 11,1 GHz = 1,1 GHz
12,3 GHz — 11,1 GHz = 1,2 GHz
12,4 GHz — 11,1 GHz = 1,3 GHz
12,5 GHz — 11,1 GHz = 1,4 GHz

Este suficient deci de a comuta oscilatorul de la 10,7 GHz la 11,1 GHz pentru a regăsi primele frecvențe intermediare. În acest mod, canalul de 11,7 GHz al benzii inferioare devine 12,1 GHz în banda superioară. La fel 11,8 GHz devine 12,2 GHz, 11,9 GHz devine 12,3 GHz, 12 GHz devine 12,4 GHz și 12,1 GHz devine 12,5 GHz. Toate aceste frecvențe intermediare ale benzii superioare de 12,1 GHz—12,5 GHz sînt transmise prin cablu la receptor, care asigură a doua schimbare de frecvență.

În figura 59, canalul cu frecvența de 11,7 GHz este convertit în 1 GHz cu ajutorul oscilatorului de 10,7 GHz, apoi coborît la 230 MHz în receptor. Utilizînd același gen de diagramă, canalul de 12,1 GHz ete supus unei conversii pînă la 1 GHz și tot în receptor este coborît de la 1 GHz la 230 MHz cu ajutorul oscilatorului pe 770 MHz. Cu cinci oscilatoare-convertoare, receptorul este capabil să recepționeze cinci canale de TV simultan corespunzătoare benzii inferioare sau benzii superioare, în funcție de frecvența oscilatorului, care poate fi de 10,7 GHz sau 11,1 GHz. Excursia de frecvență a purtătoarei S.H.F. este reglabilă la emisie între 3,5 MHz și 7,5 MHz. Excursia subpurtătoarei este ±50 kHz și banda transmisă se întinde de la 25 Hz la 7 MHz. În schema descrisă, pentru simplificare, ecartul între canale a fost ales egal cu 100 MHz, în realitate ecartul fiind 76,72 MHz.





59

INDICATOR DE CLIPPING

După cum spune și titlul, montajul din figura 1 se atașează unui amplificator audio de putere pentru a semnaliza optic momentul cînd puterea de ieșire depășește un anumit prag. De obicei acest prag se alege de asemenea manieră încît semnalizatorul optic să intre în funcțiune atunci cînd semnalul de ieșire începe să fie limitat simetric (superior și inferior).

Schema utilizată este simplă, folosind doar două tranzistoare; pentru varianta stereo se mai construiește un montaj identic. Semnalul cules de la ieșirea pentru difuzor este redresat de către diodele D1, D2 = 1 N4001. Urmează apoi un filtraj realizat cu condensatorul C1 = 100 μF/35 V, obținînd astfel o tensiune continuă proporțională cu amplitudinea semnalului și care variază tot timpul în ritmul modulației. Tensiunea astfel obținută este aplicată la bornele potențiometrului (sau rezistenței semireglabile) Rv = 50 kΩ. O parte din această tensiune este culeasă pe cursorul potențiometrului și prin intermediul rezistenței R1 = 4,7 kΩ și al diodei Zener D3 este aplicată pe baza tranzistorului T1. Rezistența R2 = 1,5 kΩ are rolul de a polariza baza lui T1. Rolul diodei Zener este acela de a realiza o decalare a tensiunii între cursorul potențiometrului și baza lui T1, cu scopul ca acest tranzistor să rămînă blocat pînă la un anumit prag de tensiune. În momentul în care T1 se deschide, un anumit curent începe să circule dinspre emitor spre colector și, în funcție de acesta, cît și de valorile condensatorului C2 = 47 μF și rezistenței R3 = 4,7 kΩ, se deschide tranzistorul unijoncțiune T2, rezistența dintre emitor și baza 1 (cea conectată în anodul LED-ului) scade brusc, iar LED-ul se aprinde. Bineînțeles, tot acest proces are loc sub formă de impulsuri, tranzistorul T1 fiind deschis momente scurte de timp, deci și T2 va fi la rîndul lui deschis atît timp cît condensatorul C2 se descarcă prin acest tranzistor și LED. Descărcîndu-se, tensiunea la bornele condensatorului scade sub valoarea minimă, care poate menține deschis pe T2. Deci durata cît LED-ul rămîne aprins depinde de condensatorul C2. În funcție de preferința constructorului, valoarea acestuia poate fi mărită sau micșorată pentru a obține o clipire mai lungă sau mai scurtă a LED-ului.

Tranzistorul T2 utilizat este unijoncțiune, de tip 2N2646, produs de către CCSIT—CE.

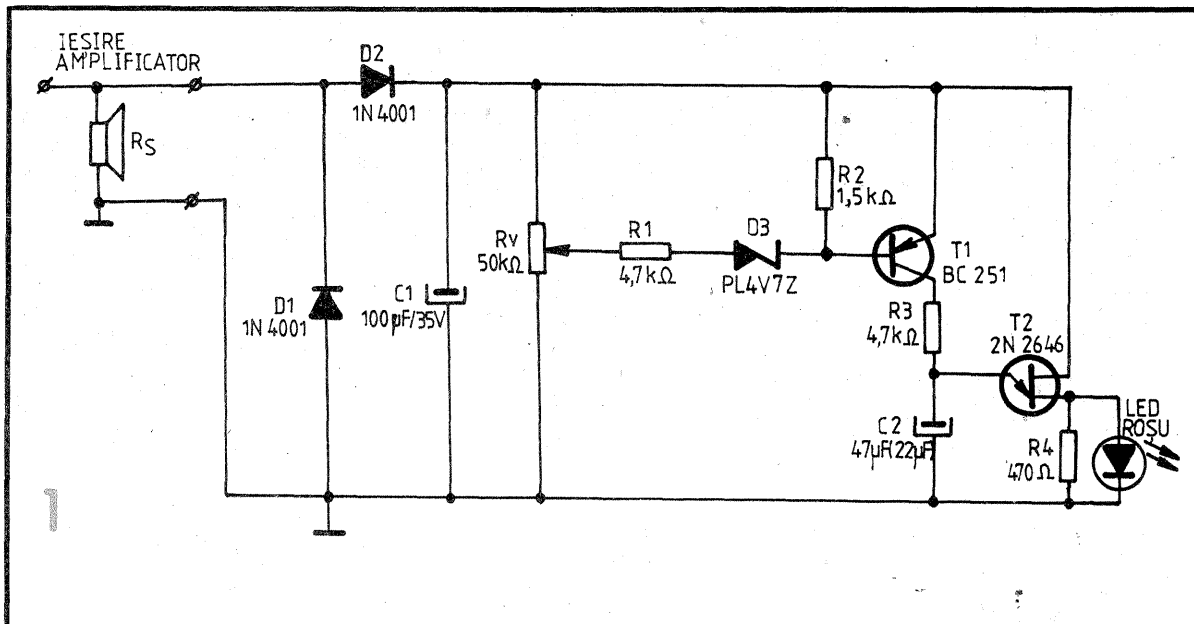
Deși la prima vedere montajul nu pare a avea sursă de alimentare el este autoalimentat de către semnalul redresat prezent la bornele potențiometrului Rv.

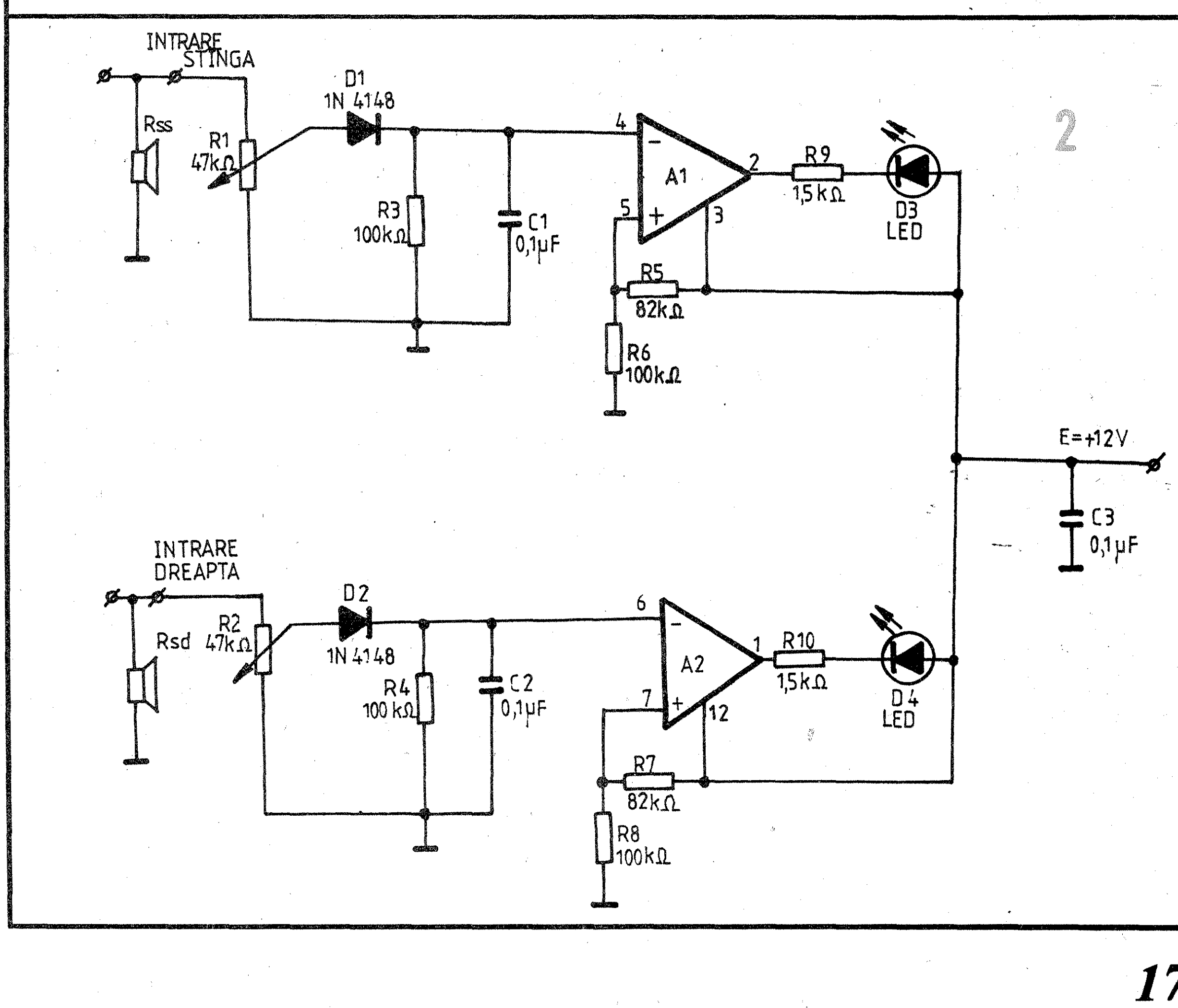
Metoda de reglare a acestui montaj este următoarea: se aplică la intrarea amplificatorului (cu ajutorul unui generator, bineînțeles) un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea corespunzătoare nivelului intrării respective (de obicei 150—250 mV). Potențiometrul de volum al amplificatorului va fi dat în prealabil la minimum, iar la ieșire va fi conectată o rezistență de putere (sarcină artificială) egală ca valoare cu impedanța boxelor folosite (4 sau 8 Ω), iar puterea superioară celei a amplificatorului. În paralel pe această sarcină se conectează montajul realizat, potențiometrul Rv fiind în poziție mediană și, de asemenea, un osciloscop avînd baza de timp și sensibilitatea corespunzător reglate. Se mărește treptat volumul din potențiometrul amplificatorului, vizualizînd sinusoida pe osciloscop pînă în momentul cînd aceasta începe să se limiteze. În această situație se acționează asupra potențiometrului Rv pînă cînd LED-ul începe să se aprindă. Micșorînd volumul, trebuie ca LED-ul să se stingă foarte rapid. În caz contrar se micșorează valoarea lui C2. Dioda Zener care produce decalajul în tensiune poate fi înlocuită cu o valoare mai mare sau mai mica, prin încercări, în funcție de nivelul tensiunii redresate.

O altă variantă de indicator de clipping este cea din figura 2, realizată cu ajutorul circuitului integrat βM339. Scopul lui este același, de a semnaliza optic, prin intermediul LED-urilor D3 (pentru canalul stîng) și D4 (pentru canalul drept), intrarea în limitare a semnalului. Potențiometrul R1 (respectiv R2) dozează nivelul de intrare, urmînd apoi un redresor monoalternanță realizat cu dioda D1 (respectiv D2). Pe rezistența R3 (respectiv R4) se regăsește un semnal pozitiv filtrat în parte de către condensatorul C1 (respectiv C2). Semnalul astfel obținut atacă intrarea inversoare a comparatorului A1 (respectiv A2), în timp ce pe intrarea neinversoare se aplică o tensiune de referință de aproximativ 7,1 V prin intermediul divizorului de tensiune R5—R6 (cu condiția ca tensiunea de alimentare E să fie egală cu 12 V). Cînd valoarea tensiunii aplicate pe intrarea inversoare este mai mică decît cea de referință, ieșirea comparatorului se află la potențialul ridicat și LED-ul rămîne stins. În momentul în care tensiunea aplicată pe intrarea inversoare o depășește pe cea de referință, ieșirea comparatorului coboară la zero volți și permite polarizarea directă a LED-ului, care se aprinde. Reglînd în mod optim potențialele de intrare R1 și R2, se poate obține aprinderea LED-urilor numai cînd semnalul de ieșire depășește un anumit prag. Condensatorul C1 (respectiv C2), care de altfel are o capacitate mică, se descarcă prin rezistența R3 (respectiv R4), astfel încît LED-ul poate să urmărească nivelul semnalului fără o inerție mare.

Circuitul integrat βM339 conține 4 comparatoare independente și un etaj comun de alimentare. Ieșirea este în clasă A, printr-un tranzistor cu colectorul în gol (open colector). Curentul maxim de ieșire este de 16 mA, valoare independentă de tensiunea de alimentare E. Dintre cele patru comparatoare, în montajul din figura 2 se utilizează numai primele două. Intrările celorlalte două se vor lega la masă, adică pinii 8, 9, 10 și 11 (masa fiind pinul 12). Reglarea montajului se face analog cu cea a indicatorului din figura 1.

Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI





INIŢIERE ÎN PROGRAMARE

STELIAN NICULESCU, CRISTIAN ARTEMI, MIRCEA BĂRBULESCU, MARIA CRISTINA NICULESCU

(URMARE DIN NR. 1)

Instrucţiunile READ/DATA/RESTORE

Înainte de a prezenta instrucţiunea READ şi asociatele ei DATA şi RESTORE, să ne fie permis a ne referi pe scurt la unele aspecte privind fazele rezolvării unei probleme în colaborarea om-calculator.

În cazul că dialogul se realizează sub un interpretor BASIC, există două faze ale colaborării:

1) dezvoltarea (conceperea) programului, etapă în care, pornind de la algoritmul de rezolvare a problemei, i se furnizează calculatorului instrucţiune cu instrucţiune, ordinatorul acceptînd o instrucţiune numai dacă este lipsită de erori sintactice (erorile semantice, de conţinut, fiind evidenţiate în a doua fază);

2) executarea (rularea) programului prin instrucţiunea RUN, care dă startul începînd cu instrucţiunea de cea mai mică etichetă (se acceptă şi forma RUN n, caz în care startul rulării se dă de la instrucţiunea de etichetă n), etapă în care sînt semnalate erorile de conţinut (semantice).

Motivul pentru care am făcut consideraţiile de mai sus este acela că INPUT şi READ au rolul de a furniza informaţiile (date) calculatorului, dar diferă între ele prin momentul la care sînt cerute informaţiile. În cazul lui INPUT, datele sînt solicitate, spre a fi memorate şi apoi implicate în prelucrare, în faza de execuţie. Spre deosebire de INPUT, pentru instrucţiunile READ, informaţiile sînt furnizate şi memorate, ca bloc de date, în faza de dezvoltare a programului prin instrucţiuni DATA.

Structura unei instrucţiuni DATA este următoarea:

```
e DATA listă
```

unde e este etichetă, DATA este cuvîntul ce o desemnează, iar lista este constituită din constante (numerice sau alfanumerice), separate prin virgulă.

Spre exemplu, dacă dorim să lucrăm cu valorile A,B,C, cărora să le dăm valorile 5,3, respectiv 4, putem proceda în una din manierele:

```
INPUT A,B,C
```

cînd în faza de execuţie vom tasta la claviatura terminalului cele trei valori (5,3,4) sau

```
READ A,B,C
DATA 5,3,4
```

cînd în faza de dezvoltare (concepere) a programului am tastat (prin DATA 5,3,4) valorile ce le vom lua A,B şi, respectiv, C.

Facem precizarea că instrucţiunile DATA se pot plasa oriunde în program, rolul lor fiind acela de a crea, la sfîrşitul etapei de dezvoltare a programului, blocul de date destinat instrucţiunilor READ. De aceea puteam scrie, de exemplu, secvenţa

```
DATA 5
READ A,B
DATA 3,4
READ C
```

prin care se obţine acelaşi bloc de date (constituit din cele trei valori, în ordinea dată de apariţia lor prin DATA, dar existînd două subblocuri — corespunzătoare celor două DATA) din care prin READ A,B se asigură că A=5, B=3 şi prin READ C se face C=4.

După epuizarea unui bloc de date (prin instrucţiuni READ) este posibilă reparcurgerea unui bloc de date. Asigurarea repoziţionării la începutul unui bloc, în vederea refolosirii elementelor sale, se face prin RESTORE. De pildă, dacă considerăm secvenţa de instrucţiuni:

```
READ A,B,C
RESTORE
READ X,Y
DATA 1,3,2
```

atunci efectul este că A=1, B=3, C=2, X=1, Y=3.

Pînă nu ne luăm cu altele, să vă informăm că RESTORE admite şi forma:

```
RESTORE n
```

unde n este eticheta unei instrucţiuni DATA. Efectul ei este acela că prima instrucţiune READ (în ordinea logică a instrucţiunilor programului) se referă la informaţiile precizate prin DATA implicat. Dacă, de exemplu, considerăm secvenţa de instrucţiuni:

```
100 READ A,B,C
110 DATA 1,2,3,4
120 READ X,Y,Z
130 DATA 5,6
140 RESTORE 130
150 READ U
160 RESTORE
170 READ V
```

atunci efectul este că A=1, B=2, C=3, X=4, Y=5, Z=6, U=5, V=1.

Aşadar, RESTORE asigură poziţionarea (în vederea citirilor) la începutul blocului, pe cînd RESTORE n asigură poziţionarea (în vederea citirilor) la subblocul de date furnizat de DATA cu eticheta n.

Exemple

1. Să se construiască valorile variabilelor (X, Y,Z fiind citite prin INPUT)

A,B,C,X,Y,Z,D,E,F

care să provină din valorile

1 2 3 0 1 2 5 6 4

în felul următor:

A, B, C sînt, respectiv, 1, 2, 3;
D, E, F sînt, respectiv, 5, 6, 4;
X: = max (X, A)
Y: = min (Y, B)
Z: = Z + C + F + E + D

Soluţia pe care o propunem (fără a fi unică) este:

```
900 INPUT X, Y, Z
1000 READ A, B, C
1010 RESTORE 1040
1020 DATA 1, 2, 3
1030 DATA 0, 1, 2
1040 DATA 5, 6, 4
1050 READ D, E, F
1060 RESTORE 1030
1070 READ X, Y, Z
1080 IF A > X THEN LET X = A
1090 IF B < Y THEN LET Y = B
1100 LET Z = Z + C + F + E + D
```

Dacă sînteţi de acord cu soluţia, atunci e în regulă, altfel trebuie să mai negociem (lăsîndu-vă a interpreta termenul „negociem").

2. Se consideră mulţimile

M1 = {A, B, C}
M2 = { D, E}
M3 = {F}

Să se determine

$$V = \begin{cases} 3 \text{ dacă X\$ aparţine lui M3} \\ 2 \text{ dacă X\$ aparţine lui M2} \\ 1 \text{ dacă X\$ aparţine lui M1} \\ 0 \text{ dacă X\$ nu aparţine lui M} \end{cases}$$

Prin trei instrucţiuni DATA vom defini elementele celor trei mulţimi, constituind astfel blocul de date ca fiind format din elementele mulţimii

$$M = M1 \cup M2 \cup M3$$

Parcurgerea submulţimilor o vom face în ordinea M3, M2, M1 pentru a putea utiliza RESTORE n sau RESTORE.

Cu precizările făcute şi ţinînd cont că deja aveţi o oarecare experienţă de programare în BASIC, vă propunem soluţia:

```
100 DATA "A", "B", "C"
110 DATA "D", "E"
120 DATA "F"
130 INPUT X$ 'SE CITEŞTE UN CARACTER
    (LITERĂ)
140 LET K = 0
150 RESTORE 120
160 READ W$ 'SE CITEŞTE ELEMENTUL
    LUI M3
170 IF X$ = W$ THEN LET K = 3
180 RESTORE 110
190 READ V$, W$ 'SE CITESC ELEMEN-
    TELE LUI M2
200 IF X$ = V$ OR X$ = W$ THEN LET K = 2
210 RESTORE
220 READ U$, V$, W$ 'CITIM ELEMENTELE
    LUI M1
230 IF X$ = U$ OR X$ = V$ OR X$ = W$
    THEN LET K = 1
240 PRINT TAB K; "VALOAREA LUI K
    ESTE: "; K
250 STOP
260 END
```

Să observăm că, pe lîngă ilustrarea modului de lucru cu READ/DATA/RESTORE, au mai apărut două noutăţi:

— dacă la sfîrşitul unei instrucţiuni se scrie un apostrof, atunci ceea ce urmează pînă la prima etichetă de instrucţiune constituie un comentariu (a se vedea rîndurile 130, 160, 190, 220);

— la instrucţiunile IF din rîndurile 200 şi 230 am folosit operatorul logic OR (corespunzător funcţiei "sau").

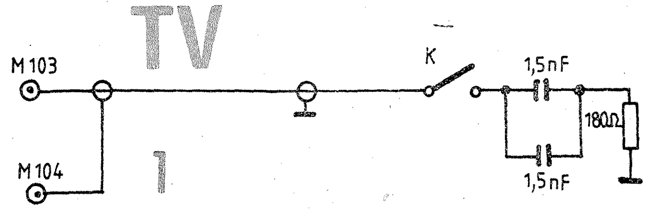
ÎMBUNĂTĂŢIREA IMAGINII TV

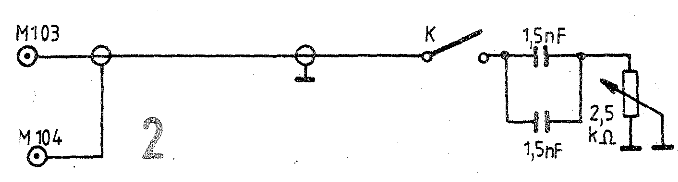
Elev CLAUDIU VLĂDĂU

Se ştie că în condiţii mai mult sau mai puţin grele de recepţie (de exemplu, programul 2 Bucureşti şi televiziunea bulgară), imaginea este zgomotoasă, ceea ce produce oboseala ochilor. În acest caz calitatea imaginii este sub nivelul acceptabil.

În condiţiile de faţă teleamatorii reduc lăţimea benzii video din bobine, imaginea devenind „spălăcită" (fără definiţie bună), dar zgomotul este redus sau chiar anulat. Sînt însă afectate şi programele recepţionate corespunzător (programul 1 Bucureşti) şi se observă astfel dificultatea de reglare.

Pentru înlăturarea acestui impediment, propun cititorilor revistei





FRECVENȚMETRU

V. COZMA, Iași

Acest frecvențmetru poate măsura semnale audio sinusoidale din spectrul muzical. În componența sa intră trei tranzistoare pnp de tipul EFT353.

Primul tranzistor formează un amplificator în clasă A și de la sarcina sa, rezistorul R3, semnalul este aplicat triggerului compus din tranzistoarele T2 și T3.

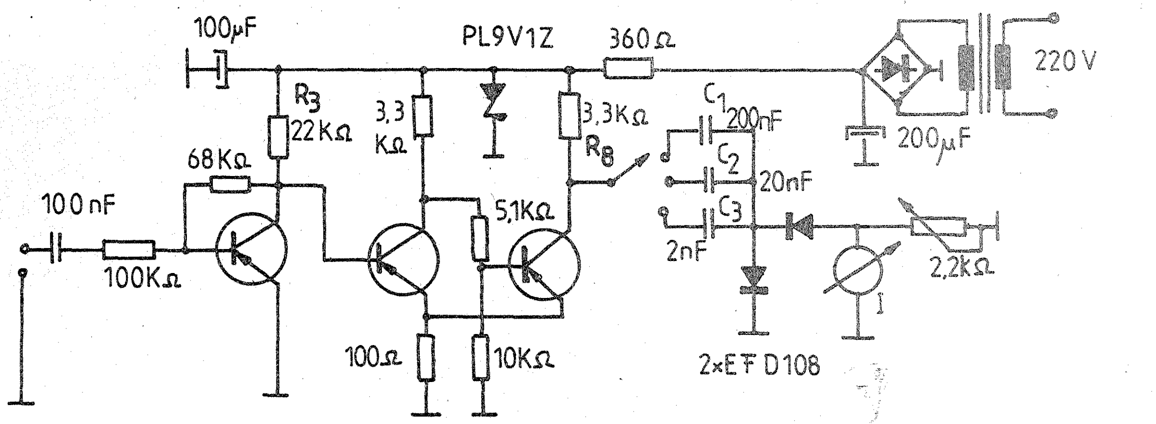
La ieșirea triggerului se obțin semnale sub formă de impulsuri. Aceste impulsuri încarcă condensatorul cuplat la R8 (C1, C2 sau C3). În continuare semnalul este redresat de grupul de diode D1—D2 de tipul EFD108 (detectoare cu germaniu).

Valoarea semnalului detectat este indicată de instrumentul I. Gamele de măsură sînt determinate de valoarea acelor condensatoare astfel: C1=200 nF, gama 10 Hz; C2=20 nF, gama 1 kHz; C3=2 nF, gama 10 kHz.

Aceste trei condensatoare trebuie să fie de bună calitate.

Instrumentul indicator este un microampermetru cu sensibilitatea de maximum 100 μA și rezistența de 500—700 Ω.

Alimentarea cu energie se face cu 12 V, tensiune preluată de la un grup de baterii sau de la rețea prin intermediul unui redresor. Acest redresor poate utiliza un transformator de sonerie, o punte redresoare 1PM05 sau în locul ei patru diode 1N4001.



Dioda stabilizatoare poate fi de orice tip, dar să asigure o tensiune cuprinsă între 8,5 și 9 V.

MILIVOLTMETRU AF

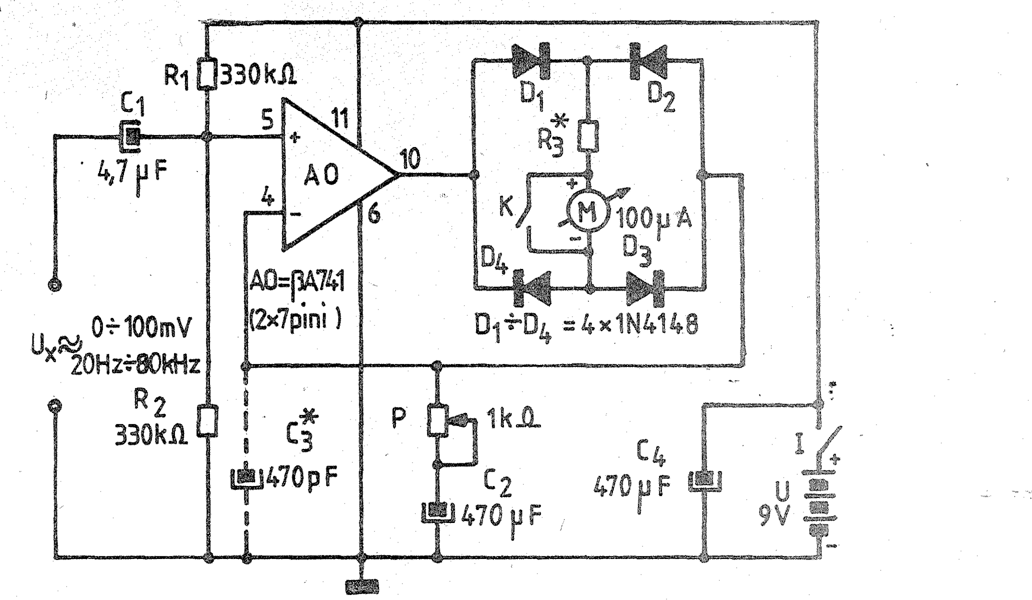
M. ALEXANDRU

Măsurarea tensiunilor alternative cu nivel foarte coborît (milivolți — zeci de milivolți) constituie, în general, o problemă pentru constructorii începători. AVO-metrele uzuale nu sînt prevăzute cu astfel de domenii, iar dacă totuși le au (de pildă o plajă de 0—300 mV~ sau 0—600 mV ~), măsurătorile suferă pronunțat din cauza neliniarității accentuate a indicațiilor (îndeosebi în prima porțiune a scalei), din cauza impedanței interne joase, ca și datorită plajei relativ restrînse de frecvență pentru care etalonarea se păstrează cu o precizie satisfăcătoare.

Aceste neajunsuri pot fi înlăturate în bună măsură dacă se apelează la artificiul — de acum clasic — al redresării fără prag. El are la bază utilizarea unui amplificator (de obicei, operațional) cu cîștig foarte mare în tensiune, elementul de redresare fiind plasat în bucla de reacție negativă.

Exemplul din figură reprezintă un **milivoltmetru de audiofrecvență** cu un singur domeniu de măsurare, 0—100 mV. În realitate, însă, în funcție de tipul operaționalului utilizat, limita maximă de frecvența poate depăși cu mult domeniul audio, mergînd pînă la 80—100 kHz sau chiar mai sus.

Impedanța de intrare este data practic de rezultanta R1 I I R2, aici de cca 160 kΩ. Ea poate fi ușor mărită, pînă la ordinul megaohmilor, dar în astfel de cazuri se va apela la operaționale mai performante, din familia BI-FET-urilor (TL081, 082 etc.).



Configurația montajului este de amplificator neinversor cu reacție, alimentat de la o sursă de tensiune unică, U (valoare necritică, în plaja 9 V—15 V), nu neapărat stabilizată, dar foarte bine filtrată. Polarizarea statică a intrării neinversoare, care asigură „centrarea" potențialului de la ieșire în repaus, este dată de divizorul R1—R2.

Cîștigul în tensiune este dictat de bucla de reacție negativă, al cărei punct median este conectat la intrarea inversoare. Bucla cuprinde, pe de o parte, rezistența internă a microampermetrului M, plus rezistența adițională R3, la care se mai adaugă și rezistențele directe ale celor două diode din punte ce conduc în semiperioada respectivă, iar pe de altă parte, potențiometrul P în serie cu condensatorul C2 de reactanță neglijabilă. Potențiometrul servește la etalonarea capului de scală, iar condensatorul C3, figurat cu linie întreruptă, se tatonează experimental în funcție de tipul operaționalului pentru a optimiza liniaritatea scalei (orientativ, C3 se ia între zero și cîteva sute de picofarazi).

Tensiunea Ux de măsurat este amplificată de operațional ca semnal alternativ. Rolul punții D1—D4 nu este aici de a redresa tensiunea de ieșire sau curentul din bucla de reacție, ci de a asigura sensul unic, adecvat, pentru curentul prin instrument.

Instrumentul M este un microampermetru c.c. de 100 μA, cu scala divizată liniar (0—100 sau 0—10) și avînd rezistența internă $r \leq 2$ kΩ. Rezistența R3 înseriată cu el se dimensionează astfel încît să rezulte aproximativ r+R3=2 kΩ.

Diodele din punte pot fi de tip 1N914, 1N4148 etc. (evident, de comutație, nu diode redresoare obișnuite).

Înainte de a trece la etalonarea capului de scală pentru Ux=100 mV (semnal sinusoidal cu frecvența de 50—1 000 Hz, dat de un generator adecvat), cursorul potențiometrului va fi plasat în extremitatea de jos (rezistență maximă înseriată), reducînd astfel la minimum cîștigul, pentru protejarea instrumentului.

Nu intrăm aici în detalii de principiu (această configurație a fost prezentată pe larg în revistă), dar menționăm totuși un neajuns important al montajului: anume faptul ca la conectarea alimentării, curentul prin instrument poate atinge valori periculoase datorită încărcării condensatorului C2 la cca jumătate din tensiunea de alimentare. Din această cauză, precauția cu amplasarea extremă a cursorului lui P poate să nu fie suficientă. Mult mai „sănătos" este ca la conectarea alimentării, instrumentul să fie în prealabil șuntat (scurtcircuitat complet, dacă există și $R3 \geq 1$kΩ, sau doar desensibilizat la cca 5—10 mA, dacă R3 are valoare foarte mică sau lipsește), urmînd ca șuntul să se înlăture după cîteva secunde. Pe schemă s-a prevăzut varianta scurtcircuitării complete cu ajutorul comutatorului suplimentar K.

Montajul poate da rezultate mulțumitoare chiar cu un operațional uzual din familia 741. Este recomandabil ca după calibrarea capului de scală pentru 100 mV să se verifice liniaritatea scalei prin măsurători intermediare (10, 20,... 90 mV), la nevoie ajustînd valoarea lui C3.

Pentru impedanțe mai mari de intrare se ridică probleme speciale de ecranare a montajului și a conexiunilor de intrare.

„Tehnium", și în special electroniștilor amatori, montajul alăturat. El este aplicabil televizoarelor cu circuite integrate cu „calea comună" echipată cu TDA440 sau A241. Pentru realizarea montajului se procedează astfel: cablul ecranat de cca 25—35 cm se lipește cu ecranul la masă (în punctul de măsură M104 la TV tip „Sirius"), iar celălalt conductor la punctul de măsură M103 pentru TV tip „Sirius" sau M104 pentru TV tip „Diamant" sau „Sport". Întrerupătorul este în serie cu circuitul din figura 1 și are rolul de a întrerupe montajul de defazare cînd calitatea imaginii este optimă. În cazuri diferite de recepție se recomandă folosirea unui potențiometru liniar de cca 1 kΩ sau 2,5 kΩ, ca în figura 2. Recomand să se acorde o atenție deosebită lipirii cablului ecranat pentru a nu se produce defecte în televizor.

MINISERĂ

În minisera pe care o recomandăm gospodarilor se pot cultiva diferite verdețuri, răsaduri sau chiar flori.

Mărimea miniserei variază de la caz la caz și depinde de locul unde este instalată, pe balcon sau pe pervazul geamului. Deci noi vă vom prezenta modul de realizare, iar dv. o confecționați exact după spațiul pe care-l dețineți și locul unde se instalează.

Din scînduri de brad, PFL sau placaj dublu cu o grosime de cca 10 mm se confecționează rama (cutia). Părțile laterale cît și fundul cutiei se fixează între ele cu șuruburi sau cuie, iar pentru o consolidare mai bună se încleiază cu aracet sau clei de oase. Pentru ca pereții să nu se flambeze, în mijlocul cutiei se fixează un perete despărțitor (fig. 1 și 2).

După confecționarea cutiei (ramei), în ea se așază ghivece de flori din ceramică sau plastic, aceasta pentru a evita deteriorarea (putrezirea) cutiei din lemn.

În ghiveci se pune pămînt, după care se seamănă sau se plantează flori ornamentale.

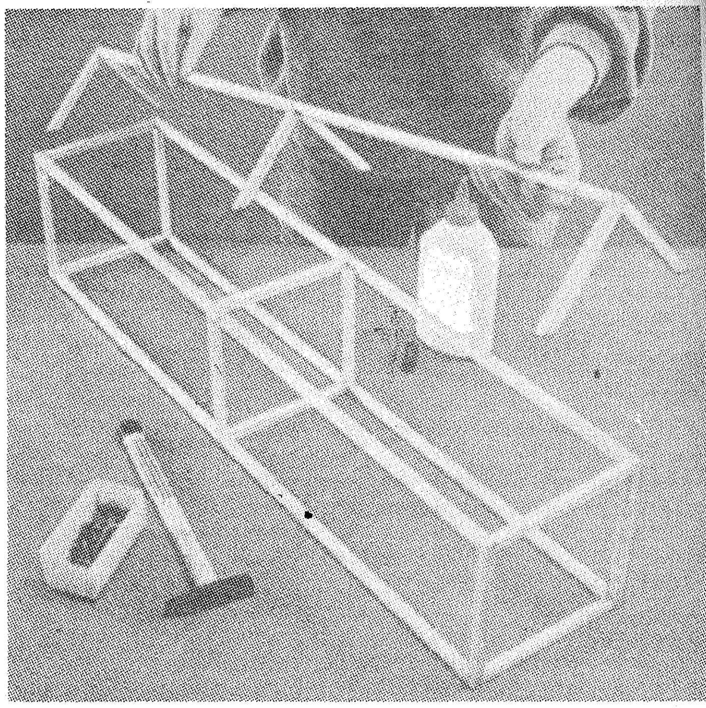
Pasul următor în realizarea miniserei este construcția unui „schelet" din lemn. Acesta se construiește din șipci din lemn de esență moale cu secțiunea de 10x10 mm.

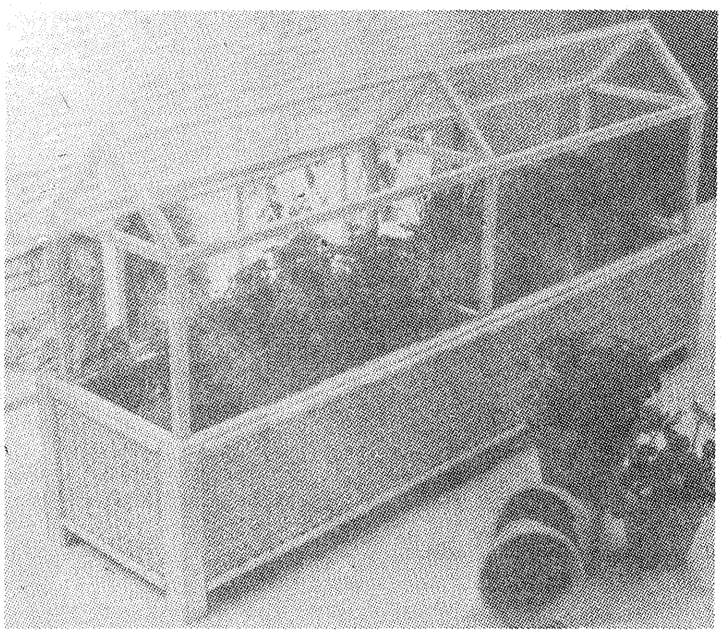
Șipcile se fixează între ele cu șuruburi (cuie) și se consolidează cu un adeziv, ca în figura 3.

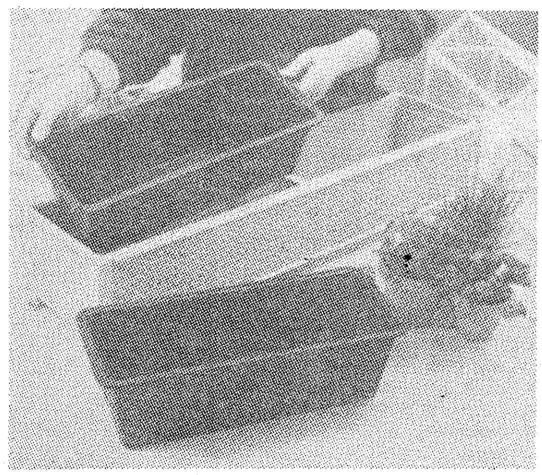
Lungimea și lățimea scheletului de șipci trebuie să fie aceleași cu cele ale cutiei.

Peste scheletul din șipci se întinde o folie transparentă de plastic și se fixează de șipci cu pioneze.

„Acoperișul" se așază pe cutia cu patul germinativ. Astfel se obțin umiditatea și, datorită efectului de seră, căldura necesare creșterii plantelor.


3


1


2

RĂSADNIȚE

Atît primăvara, cît și toamna, în grădină cresc plante sensibile la scăderea bruscă a temperaturii. Pentru a proteja plantele de aceste variații de temperatură, recomandăm în cele ce urmează construcția unor răsadnițe.

Rama răsadniței (figura 1) este realizată din fier cu profil U, iar pereții laterali din PVC sau scînduri din lemn de esență moale.

Răsadnița din figura 1 are dimensiunile de 950x1 600 mm, iar înălțimea de 400 mm, respectiv 600 mm. Ea va fi îngropată 100 mm în pămînt.

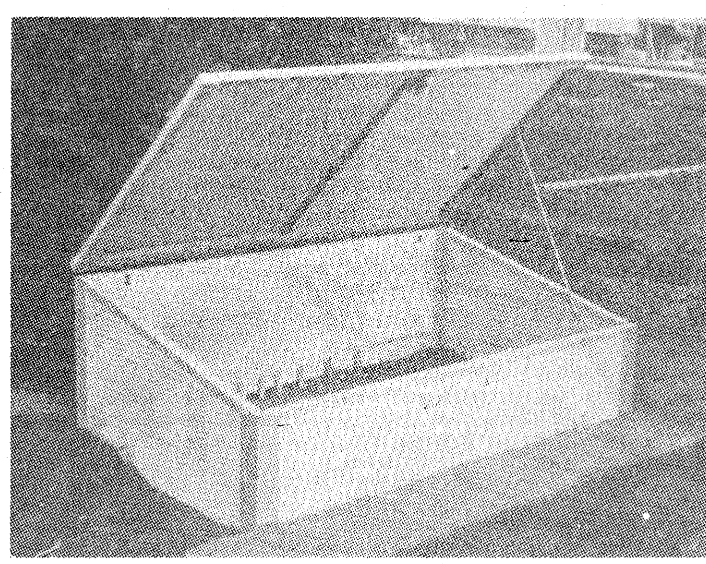
Pentru capacul răsadniței se confecționează o ramă din stinghii de lemn de esență moale cu secțiunea de 30x50 mm, peste care se întinde o folie din plastic fixată de ramă cu pioneze sau cuie cu cap mare. Capacul se fixează de rama răsadniței cu ajutorul unor balamale.

În vederea protejării părții metalice (ramei), aceasta se vopsește (grunduiește), iar partea lemnoasă se impregnează cu ulei mineral pentru a evita o putrezire timpurie.

Răsadnița din figura 2 are forma unui mic acoperiș. Scheletul poate fi realizat din șipci de lemn sau fier cornier, peste care se întinde o folie de plastic.

În figura 3 prezentăm o variantă de răsadniță recomandată mai ales pentru roșii. Astfel de „casă" poate proteja atît roșiile timpurii, cît și soiurile tîrzii (toamna).

„Casa" trebuie în așa fel realizată încît o parte din folie să se poată ridica. În timpul nopții, „casa" este închisă, iar ziua se poate îndepărta unul din pereți.


1

O ETAJERĂ UTILĂ

Realizarea unei etajere de colț poate părea la prima vedere dificilă și complicată, dar modelul propus elimină astfel de temeri datorită simplității constructive. Etajera propusă este însă practică. Plasată deasupra unui pat, divan, canapea, etajera vă pune la îndemînă cărțile dorite.

Pe etajeră pot fi așezate bibelouri sau o lampă orientabilă, pentru a facilita lectura seara.

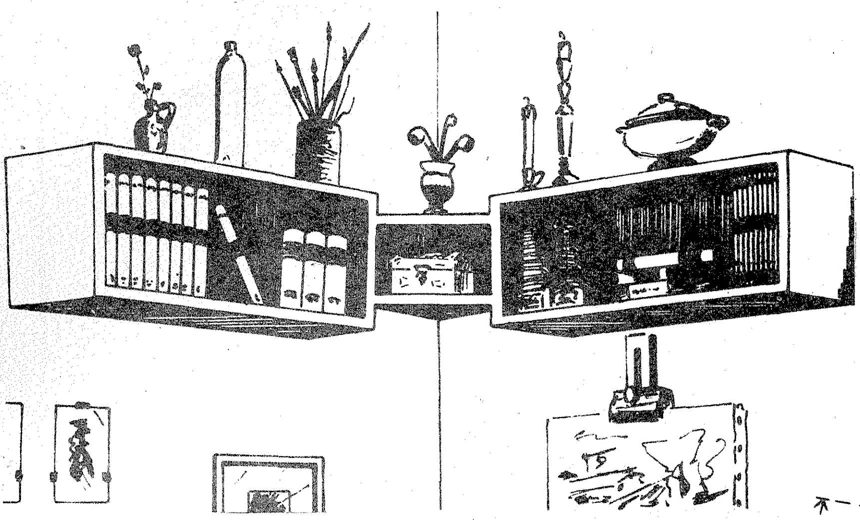
Dimensiunile indicate sînt orientative, constructorul putînd opta și pentru alte variante funcție de materiale și de locul ales pentru amplasare. De asemenea trebuie să precizăm că nimic nu împiedică asimetria corpurilor.

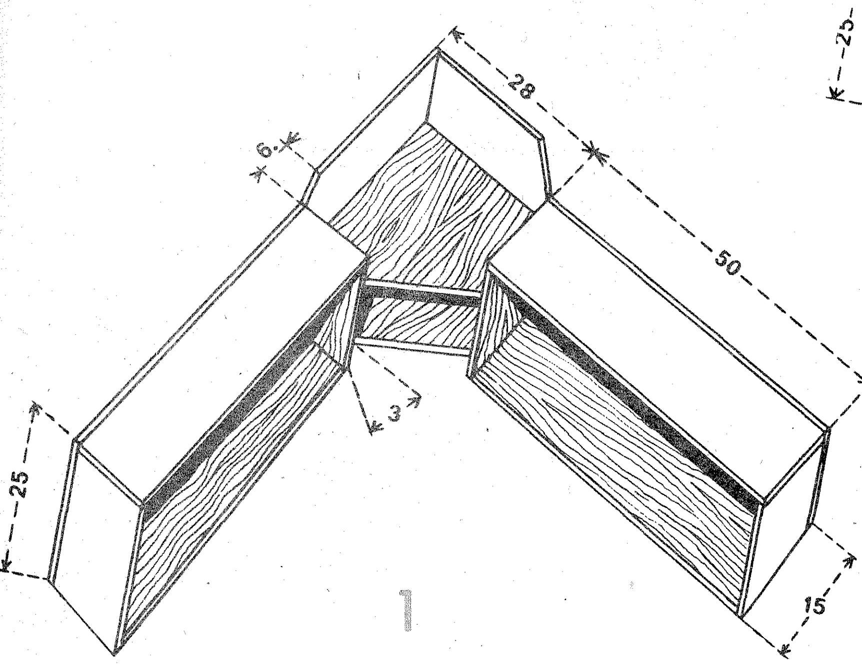
Dimensiuni. Dimensiunile recomandate în figura 1 sînt în centimetri. Totuși este necesar să păstrăm o armonie a proporțiilor pentru ca etajera să fie originală și decorativă.

Materiale folosite. Etajera poate fi construită din scînduri de brad sau din plăci aglomerate cu grosimea de 15—20 mm. Placajul va fi folosit pentru fundul bibliotecii. Finisarea este lăsată la latitudinea constructorului. Elementele pot fi vopsite sau acoperite cu lac.

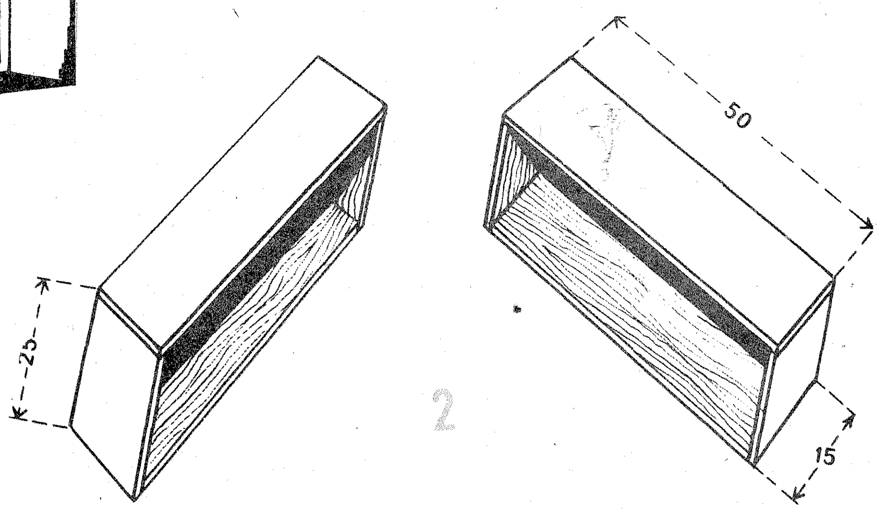
Realizare. Se confecționează mai întîi două cutii identice conform desenului din figura 2. Se decupează apoi două plăci pătrate cu dimensiunile de 28x28 cm, în care se practică un decupaj la 15 cm ca în figura 3. Se mai confecționează două plăci cu dimensiunile de 28x18 cm. Este suficientă apoi montarea ansamblului (fig. 5).

Etajera din colț poate fi ridicată cu 3 cm față de corpurile laterale de care se fixează prin șuruburi. Partea din spate rămîne vizibilă pentru etajera centrală pe o înălțime de cca 6 cm. Aceasta se fixează în cuie sau se lipește. Agățarea pe perete se face cu ajutorul unor cuie împușcate.

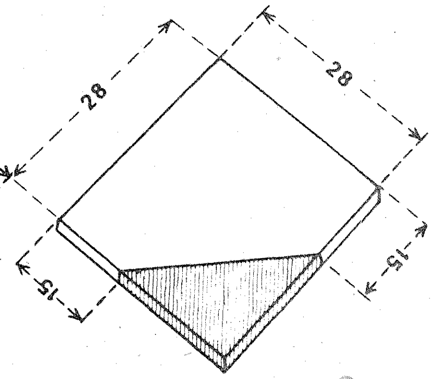




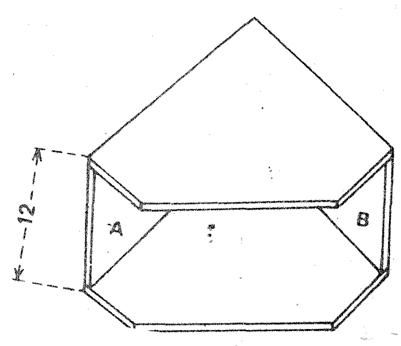
1



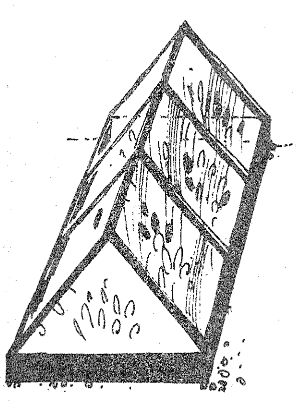
2

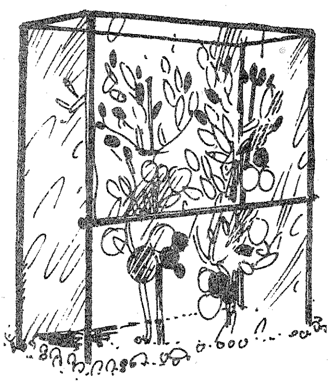


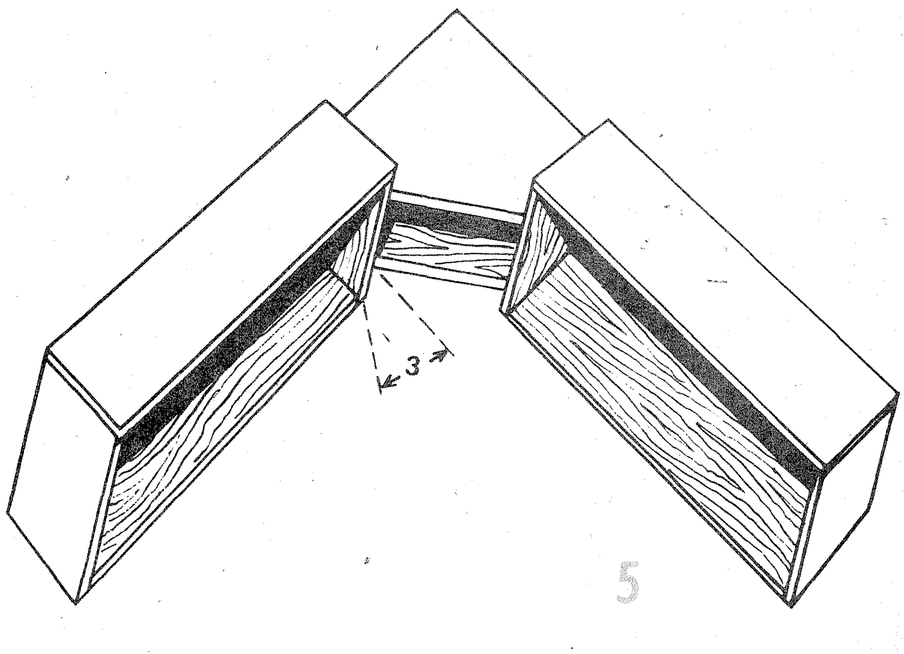
3



4


2


3



5

RECEPTOR MA

Cu circuitul integrat TCA440 se poate construi un receptor MA cu acord pe diode varicap.

Circuitul de intrare este realizat pe o bară de ferită și conține bobinele L1 și L2. Aici L1 conține 105 spire, iar L2 conține 7 spire, ambele din CuEm 0,1. Cuplaj la circuit pinii 1—2.

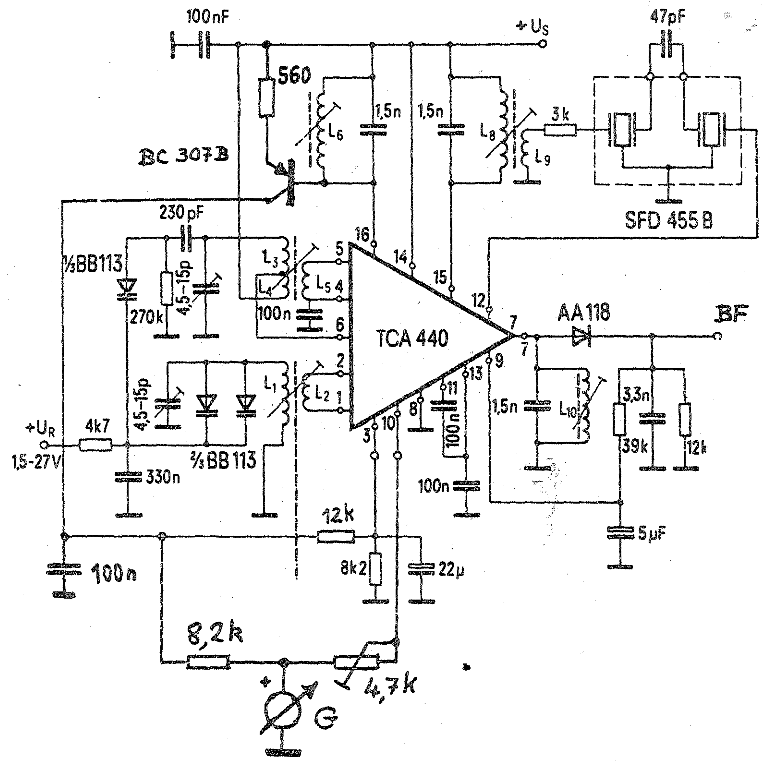
Oscilatorul local cuplat la pinii 4—5—6 conține bobinele L3 (80 de spire CuEm 0,08—0,04), L4 (35 de spire) și L5 (15 spire 0,1).

Bobinele oscilatorului se fixează pe o carcasă prevăzută cu miez de ferită, carcasă specială pentru oscilatorul UL.

Bobinele L6 și L8 au cîte 70 de spire și sînt transformatoare FI-455 kHz. Bobina L9 de cuplaj cu filtrul ceramic are 22 de spire.

Bobina L10 are tot 70 de spire.

LE HAUT PARLEUR nr. 1 623

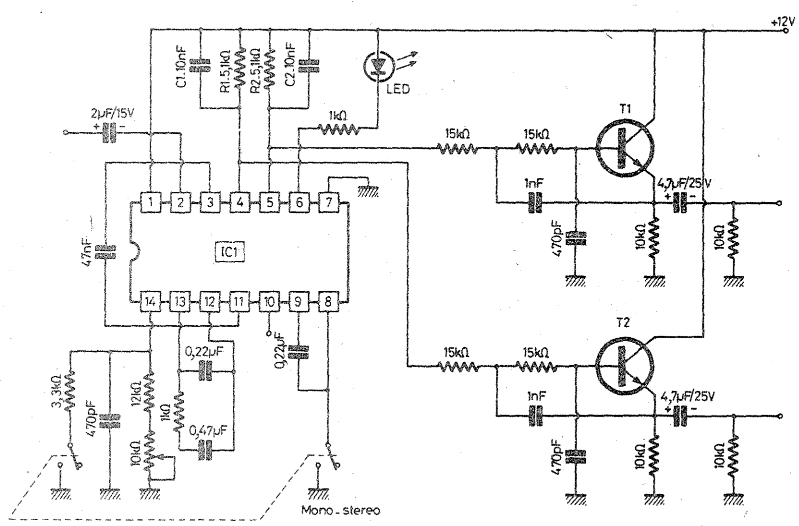


DECODOR

Circuitul integrat MC1310 este special construit de Motorola ca să realizeze efectul de decodare stereo. De la discriminator semnalul se aplică acestui circuit pe pinul 2. Cînd semnalul aplicat este stereo, deci există subpurtătoarea respectivă, această situație este semnalizată de dioda LED comandată prin terminalul 6.

Semnalele audio pentru cele două canale se obțin de la terminalele 4 și 5.

MOTOROLA BULETIN



GENERATOR

Oscilatorul de bază este format cu circuitul βE555, care în cele 4 game generează următoarele frecvențe: 626—14 400 Hz; 62,6—1 440 Hz; 6,26—144 Hz; 0,626—14,4 Hz.

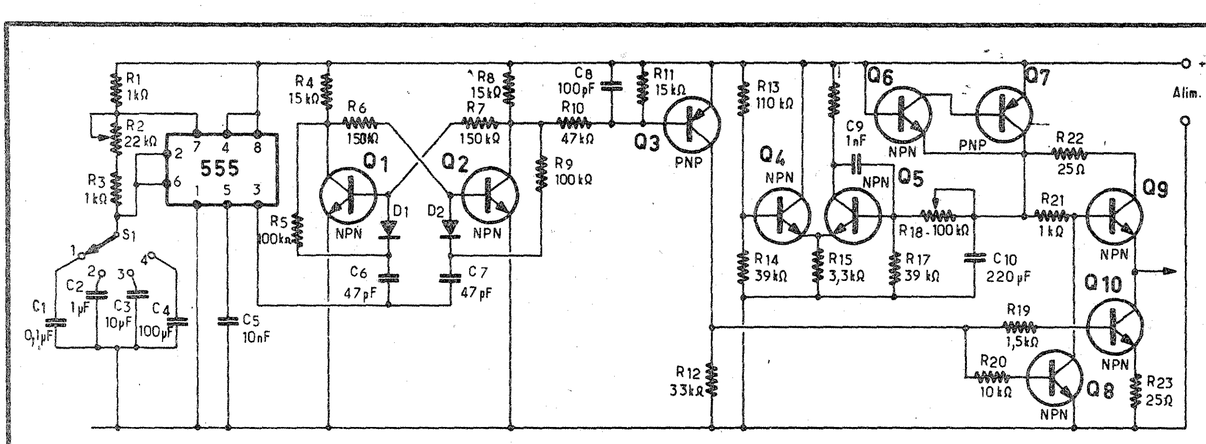
Semnalele de la oscilator sînt aplicate unui circuit basculant, care la rîndul său comandă o sursă de tensiune reglabilă (Q3).

În acest mod semnalul dreptunghiular (obținut de la circuitul basculant) variază ca amplitudine între 3 și 13 V, adică cu 10 V dacă tensiunea de alimentare este mai mare decît 13 V.

De la tranzistorul Q3, semnalul se aplică etajului final, format din tranzistoarele Q9 și Q10. Celelalte tranzistoare formează un regulator.

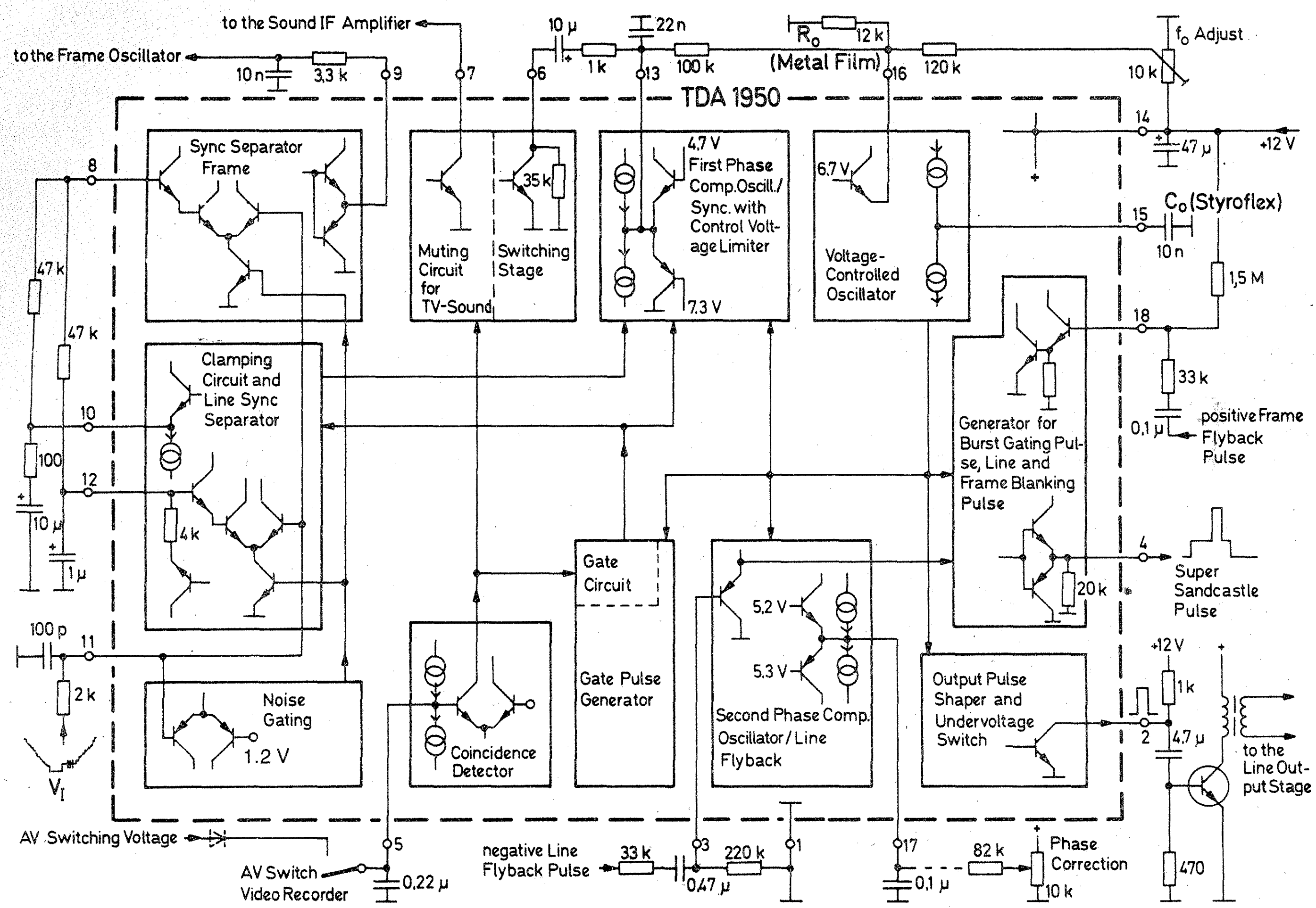
Diodele sînt de tipul 1N914, iar tranzistoarele sînt: Q1=Q2=Q4=Q5=Q6=Q8=BC337; Q3=BC252; Q9=Q10=BD135; Q7=BD136.

ELECTRONIC ENGINEERING, nr. 4/1977



FLOREA BABAC, Tg. Jiu

TDA1940 ŞI TDA1950 — ITT



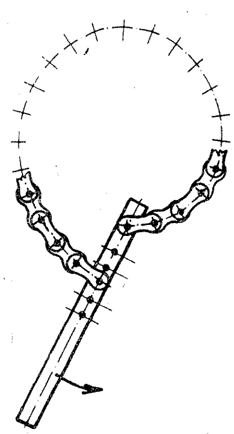
Aceste circuite se folosesc în receptoarele de televiziune, înlocuind seria TDA940/950 şi seria TDA9400 şi TDA9500. Aceste circuite conţin toate etajele necesare pentru separarea impulsurilor sincro şi a sincronizării linii realizate pe un singur cip. Schema-bloc şi circuitul test pentru TDA1950 şi TDA1950 F sînt prezentate alăturat.

RAUL POPA, Iaşi

DEMONTAREA FILTRULUI DE ULEI

Pentru montarea şi demontarea filtrelor de ulei de la autoturismele LADA 1600 şi FIAT, vă propunem un dispozitiv foarte simplu. El se realizează dintr-o bară de 6x12 mm din OL50 şi un lanţ vechi de bicicletă. Reglajul diametrului de prindere se face cu un cui ce se poate introduce în 5 orificii de ∅ 4 mm, dispuse din 12 în 12 mm.

Stringerea se face deplasînd bara ca în figură.



PAUL DUMITRESCU, Oradea

Pentru banda de UHF, firma Microset produce mai multe tipuri de amplificatoare de putere destinate utilizării în traficul de radioamatori. Menţionăm că nu cunoaştem ca această firmă să aibă reprezentanţă în ţara noastră.

Publicăm alăturat cîteva tipuri de amplificatoare ce conţin şi preamplificatoare. Aceste aparate lucrează în modurile CW, SSB şi FM.

TIP	RU 20	RU 2-45	RU 45	R 432-90	U 150T
P_{in} (W)	0,8—4	0,8—4	3—15	6—15	6—15
P_{out} (W)	20	45	42	90	150
Cîştig (dB)	9	11	5	9	11
Sursă (V)	13,5	13,5	13,5	13,5	220 50 Hz
Preamplif. (dB)	18	18	18	18	—

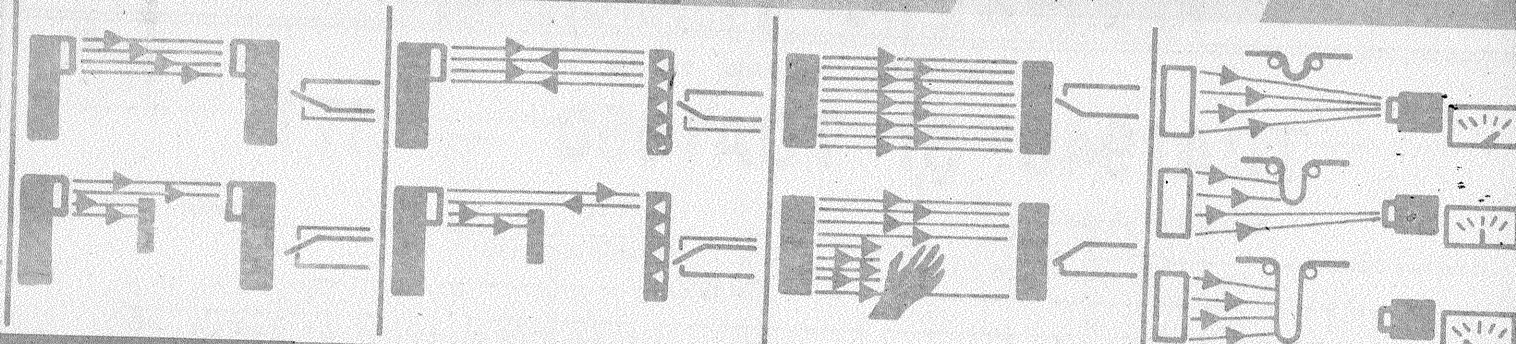
Redactor-şef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. FLORESCU, ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN
Grafica: I. IVAŞCU

Administraţia: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic Bucureşti

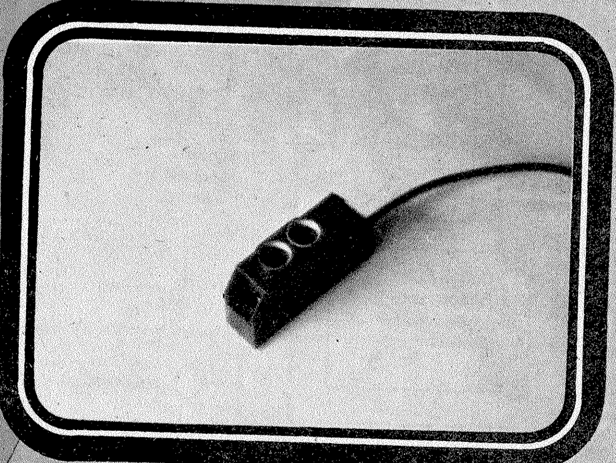
INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREŞTI, CALEA GRIVIŢEI NR. 64—66.



SELOP

„Electrocontact" vă oferă o gamă largă de:



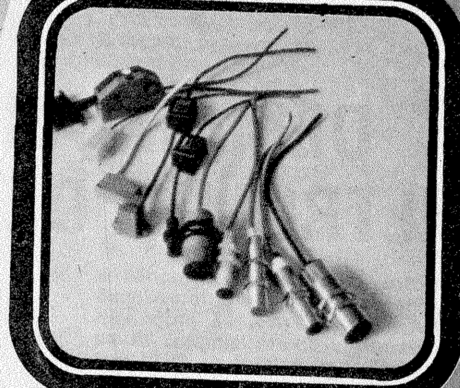
SESIZOARE OPTOELECTRONICE PRIN TRANSMISIE DIRECTĂ, PRIN REFLEXIE ŞI PALPATOARE OPTOELECTRONICE

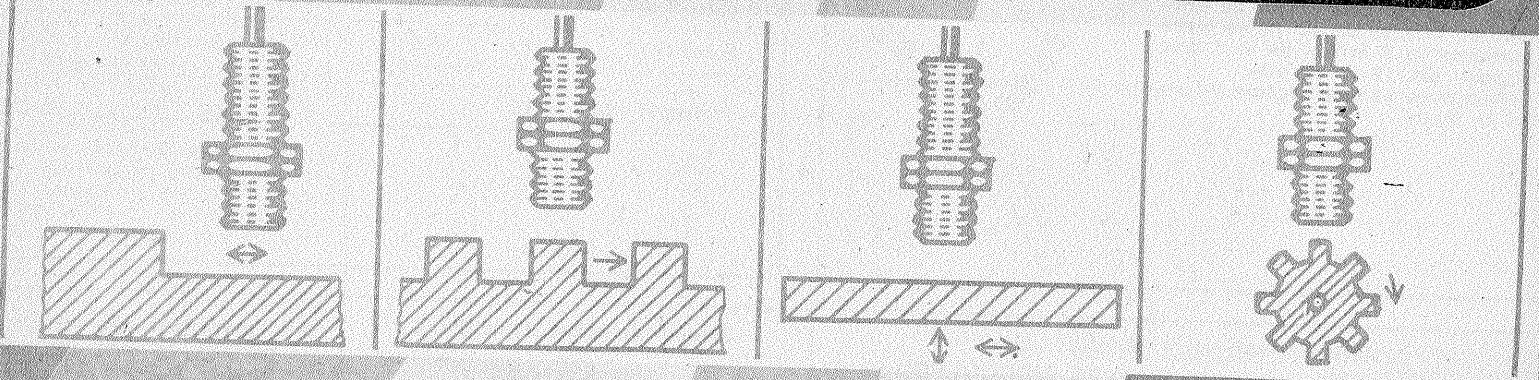
- distanţa de lucru: 0,5... 50 m
- tensiunea de alimentare: 12; 24 Vc.c.
- curentul prin sarcină: 80 mA
- frecvenţa de acţionare: peste 1 000 Hz
- grad de protecţie: IP 54
- fiabilitate ridicată

ELSIP

SESIZOARE INDUCTIVE DE PROXIMITATE ŞI CU FANTĂ

- distanţa de acţionare: 2... 40 mm; fantă 6-20 mm
- tensiunea de alimentare: 12; 24; 48 Vc.c. 110...220 Vc.a.
- curentul prin sarcină: 80 mA; 200 mA
- frecvenţa de acţionare: 100 Hz...1 000Hz
- grad de protecţie: IP 65
- fiabilitate ridicată





INFORMATII

ELECTROCONTACT BOTOŞANI
Str. MANOLEŞTI DEAL Nr. 46 bis
TELEFON 985/17172-5
TELEX 24 205 FAX 13710